



**BRUNO MIGUEL
COSTA PEREIRA**

SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE ECG CAPACITIVO





**BRUNO MIGUEL
COSTA PEREIRA**

SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE ECG CAPACITIVO

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Mestrado Integrado em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Rui Escadas Ramos Martins, Professor Doutor do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

o júri / the jury

presidente / president

Professor Doutor Armando Carlos Domingues da Rocha

Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (por delegação do Vice-Reitor da Universidade de Aveiro)

vogais / examiners committee

Professor Doutor Valter Filipe Miranda Castelão da Silva.

Professor Adjunto da Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Águeda.

Professor Doutor Rui Manuel Escadas Ramos Martins

Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (orientador)

agradecimentos

Gostaria de agradecer em primeiro lugar ao meu orientador Professor Doutor Rui Escadas Martins por me ter dado a possibilidade de participar neste projeto, os conhecimentos e sabedoria que me transmitiu foram fulcrais para o desenvolvimento deste projeto. De seguida gostaria de agradecer ao colega e amigo André Fonseca que trabalhou comigo no desenvolvimento do sistema de comunicação capacitivo. Um obrigado para os colegas de laboratório Tiago Gonçalves e Rómulo Antão, que quando o Mundo parecia que ia desabar, sempre lá estiveram para ajudar no que fosse preciso. Um agradecimento especial é dedicado aos meus pais e familiares pela paciência, pela motivação e interesse durante todo o meu percurso académico. Por último um agradecimento muito especial à minha namorada Tânia Gomes, pelo apoio constante e pela paciência que sempre demonstrou, essencialmente durante os últimos momentos deste projeto.

Resumo

A necessidade da existência de um sistema de aquisição do sinal vital completamente não invasivo, foi a motivação principal para o desenvolvimento deste projeto. Inicialmente foi realizado trabalho de pesquisa e de comparação dos sistemas ECG existentes, para dessa forma ser adquirido um conhecimento do sistema em si. Posteriormente são proposto dois circuitos para fazer a aquisição do ECG sem contacto, baseados em acoplamento capacitivo. Estes foram simulados e finalmente implementados. Desta forma foram feitos testes experimentais nos dois protótipos e comparados os resultados entre eles. Por outro lado são apresentados *transceivers* de um sistema de comunicação capacitivo que foi desenvolvido na Universidade de Aveiro, que foram alvo de melhorias, nomeadamente na redução do seu volume e consumo. Por último foram interligados os dois sistemas demonstrando-se ser possível adquirir e transmitir o ECG num sistema puramente capacitivo.

Abstract

The need for the existence of a vital signal acquisition system completely noninvasive, was the main motivation for the development of this project. Initially research work has been made and compared to the existing ECG systems to be acquired knowledge of the system. Subsequently two circuits were proposed for making non-contact ECG acquisition based on capacitive coupling. These were simulated and finally implemented. Thus experimental tests were done on both prototypes and compared the results between them. On the other hand are shown *transceivers* in a capacitive communication system that was developed at the University of Aveiro, which were targeted for improvement, notably in reducing its volume and consumption. Finally the interconnection of the two systems demonstrated to be possible to acquire and transmit the ECG in a purely capacitive system.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Enquadramento	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Metodologia	2
1.4	Estrutura da Dissertação	3
2	Estado de Arte	5
2.1	O Eletrocardiograma tradicional	5
2.2	O ECG-Trabalhos Anteriores	10
2.2.1	Dispositivo <i>Netguard</i> [7]	11
2.2.2	Dispositivo <i>V-Patch</i> [8]	11
2.2.3	Dispositivo IMEC Patch [9]	12
2.2.4	<i>VitalJacket</i> [10]	12
2.2.5	Comparação entre os principais dispositivos de aquisição do ECG portáteis	13
2.3	O ECG Capacitivo	13
2.3.1	A História	14
2.3.2	A Atualidade	14
	O Eléctrodo nos sistemas atuais	14
	O buffer dos sistemas atuais	17
	O processo de filtragem dos sistemas atuais	17
	O amplificador de instrumentação	19
	A ADC	19
2.4	Comunicação capacitiva	20
2.4.1	Introdução aos conceitos: Personal Area Network (PAN), Body Area Network (BAN) eBody Coupled Communication (BCC)	20
2.4.2	<i>Body Area Networks</i>	20
	Introdução	20
	Desenvolvimento das <i>BAN</i>	20
	Problema das <i>BAN</i>	24
2.4.3	Comunicação acoplada ao corpo Humano	25
2.4.4	Hugo Barreira, Universidade de Aveiro, 2009 [35]	27
2.4.5	José Reis, Universidade de Aveiro, 2010 [36]	28
2.4.6	Humberto Castanheira, Universidade de Aveiro, 2012 [37]	28
2.4.7	José Lima, Universidade de Aveiro, 2013[38]	29

3	Simulação	31
3.1	Sumário	31
3.2	O Sinal ECG	31
3.3	Os Eléttodos	32
3.4	O Circuito	33
3.5	Ruído Intrínseco	43
3.6	Segunda Simulação	45
3.7	Ruído Intrínseco	48
3.8	Conclusão	49
4	O Sistema ECG Capacitivo	51
4.1	Sumário	51
4.2	Protótipos	51
4.2.1	Os componentes	51
	Amplificadores Operacionais	51
	Restantes Componentes	52
4.2.2	Esquema Elétrico do Primeiro Circuito	52
4.2.3	A PCB	53
4.2.4	Construção da PCB	54
4.2.5	Esquema Elétrico do Segundo Circuito	54
4.2.6	Construção da PCB Segundo Protótipo	56
4.2.7	Assemblagem das Placas	56
5	Comunicação Capacitiva	59
5.1	Introdução	59
5.2	Arquitetura do <i>transceiver</i> desenvolvido	59
5.2.1	<i>BFSK modulator</i>	61
5.2.2	<i>Frequency Shifter</i>	62
5.2.3	Frequency Shifter	64
5.2.4	Tuned Amplifier	64
5.3	Diagrama de blocos do Recetor desenvolvido	65
5.3.1	<i>Tuned Amplifier</i>	66
5.3.2	<i>Analog Mixer</i>	67
5.3.3	O Desmodulador	69
5.3.4	<i>Amplifier</i>	71
5.3.5	<i>Comparator</i>	72
5.4	Alterações Realizadas	73
5.5	Possíveis alterações	74
5.6	<i>Layout</i> da Placa de Circuito Impresso	74
6	Resultados	77
6.1	Sumário	77
6.2	Resultados do ECG Capacitivo	77
6.2.1	Resultados do ECG Capacitivo Primeiro Protótipo	78
	Obtenção do ECG por contacto	78
	Obtenção do ECG Capacitivo numa camisa fina	83
	Obtenção do ECG Capacitivo numa camisa grossa	85

	Obtenção do ECG Capacitivo camisa fina em exercício	86
6.2.2	Resultados do ECG capacitivo segundo protótipo	88
	Obtenção do ECG por contacto	89
	Obtenção do ECG Capacitivo numa camisa fina	90
	Obtenção do ECG capacitivo numa camisa grossa	92
	Obtenção do ECG capacitivo numa camisa fina em movimento	94
6.2.3	Conclusões	97
6.2.4	Resultados do sistema de comunicação capacitiva	97
	Aspeto final do <i>transceiver</i>	97
	Formas de Onda Relevantes	98
	Bloco Transmissor	98
6.2.5	Bloco Recetor	100
	Consumo	103
	Alcance do <i>Transceiver</i>	104
6.2.6	Interligação dos Dois Sistemas	107
7	Conclusões e Trabalho Futuro	113
7.1	Conclusões	113
7.2	Trabalhos Futuros	114

Lista de Figuras

1.1	Figura ilustrativa com a interligação dos dois sistemas	2
2.1	Composição do ECG com as contribuições dos potenciais de ação[4]	6
2.2	ECG Tradicional	7
2.3	Esquema ilustrativo da posição dos elétrodos Frontais no ECG Tradicional . .	8
2.4	Esquema ilustrativo dos vetores do plano frontal[6]	9
2.5	Posição dos Elétrodos, 12-Vetores ECG[5]	10
2.6	Dispositivo de aquisição ECG <i>Netguard</i> [7]	11
2.7	Dispositivo de Aquisição de ECG <i>VPatch</i> [8]	12
2.8	Dispositivo de Aquisição de ECG <i>VPatch</i> [9]	13
2.9	Dispositivo de Aquisição de ECG- <i>Vitaljacket</i> [10]	13
2.10	Diagrama de blocos da aquisição do ECG capacitivo, dos sistemas actuais . .	15
2.11	Comparação dos 2 métodos de polarização	16
2.12	Esquema ilustrativo do primeiro andar do sistema	18
2.13	Impacto do ruído pelas várias fontes e impacto do filtro no ruído	19
2.14	Gráfico comparativo entre várias tecnologias sem fios	21
2.15	Requisitos mínimos em vários serviços de utilização médica [44]	22
2.16	Exemplo prático da comunicação nas BANs.[42]	23
2.17	Posicionamento das BAN nas várias redes sem fios	24
2.18	Esquema ilustrativo das interferências nas tecnologias BAN [40]	25
2.19	Esquema ilustrativo do Acoplamento Capacitivo e do Acoplamento Galvânico	26
2.20	Esquema ilustrativo do Acoplamento Galvânico	26
2.21	Esquema ilustrativo do Acoplamento Capacitivo	27
2.22	Comparação da atenuação da propagação do sinal no corpo humano e no ar.[29]	28
3.1	Sinal ECG proveniente da base de dados <i>PTB Diagnostic ECG Database</i> [46] . .	32
3.2	Esquema ilustrativo de simulação	33
3.3	Esquema ilustrativo do acoplamento capacitivo entre os elétrodos	33
3.4	Primeiro circuito de simulação, com o amplificador operacional INA116 . . .	34
3.5	Resultados da primeira simulação	35
3.6	Circuito com acoplamento AC e filtragem passa alto.	36
3.7	Resultados da simulação do circuito anterior.	37
3.8	Circuito de simulação, com introdução de um andar com ganho e filtrações passa alto e passa baixo.	38
3.9	Resultados da simulação do circuito da figura 3.8	39

3.10	Circuito de simulação com introdução de um novo andar com ganho e filtros passa alto e passa baixo.	40
3.11	Resultados da simulação do circuito da figura 3.10.	41
3.12	Circuito de simulação com introdução do circuito de <i>Driven Right Leg</i>	42
3.13	Resultados da simulação com o circuito de <i>Driven Right Leg</i>	43
3.14	Ruído total na saída proveniente de todos os componentes	44
3.15	Primeiro andar dos Eléttodos	46
3.16	Resultados simulados	47
3.17	Segundo circuito	48
3.18	Ruído total na saída, proveniente de todos os componentes	49
4.1	Desenho da PCB	53
4.2	Desenho da PCB mostrando em detalhe os pinos de <i>Guard</i>	53
4.3	Imagem da PCB depois de construída	54
4.4	Fotografia da placa após o banho de Estanho frio	54
4.5	Circuito do primeiro andar do segundo Protótipo	55
4.6	Imagem da PCB depois de construída e com os componentes soldados	57
4.7	Imagem da PCB depois de construída e com os componentes soldados	57
5.1	Arquitetura do emissor desenvolvido	60
5.2	Modulação BFSK	61
5.3	Exemplo ilustrativo da criação do sinal modulado	62
5.4	Divisor resistivo utilizado para atenuar o sinal FSK gerado pelo microcontrolador.	63
5.5	Circuito de conversão do sinal FSK de baixa frequência para alta frequência	64
5.6	Circuito do amplificador sintonizado	65
5.7	Diagrama de blocos do Emissor	66
5.8	Circuito do amplificador sintonizado correspondente ao andar de entrada	67
5.9	Diagrama de blocos do SA636	68
5.10	Adição do sinal à frequência imagem com o sinal pretendido	69
5.11	Detetor de quadratura simples.	70
5.12	Circuito utilizado para o detetor de quadratura	71
5.13	Circuito utilizado na ampliação do sinal desmodulado	72
5.14	Representação dos módulos internos do microcontrolador constituintes do Circuito de decisão	73
5.15	<i>Layout</i> da PCB	76
6.1	Sinal Recebido.	79
6.2	Sinal Filtrado e Derivado.	80
6.3	Sinal Quadrado.	81
6.4	Sinal integrado com uma média de 30 Amostras. A preto linha de ruído, a verde <i>Threshold</i> adaptivo, a vermelho nível do sinal, círculos vermelho identificação do QRS adaptivo	82
6.5	Espetro do sinal ECG recebido por contacto	83
6.6	Imagens do processo de identificação das ondas QRS numa camisa fina: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) sinal derivado; c) sinal quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;	84

6.7	Espetro do sinal ECG recebido capacitivamente através de uma camisa fina .	84
6.8	Imagens do processo de identificação das ondas QRS numa camisa grossa: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) Sinal Derivado; c) Sinal Quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;	85
6.9	Espetro do sinal ECG recebido capacitivamente através de uma camisa grossa	86
6.10	Esquema Ilustrativo das ligações do Eléctrodos no teste em movimento	86
6.11	Imagens do processo de identificação das ondas QRS numa camisa fina em movimento: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) sinal derivado; c) sinal quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;	87
6.12	Espetro do sinal ECG recebido capacitivamente através de uma camisa fina em movimento	88
6.13	Imagens do Processo de identificação das ondas QRS por contacto: a) Sinal Recebido e Filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) Sinal Derivado; c) Sinal Quadrado; d) Sinal Integrado com uma média de 30 amostras;	89
6.14	Espetro do sinal ECG recebido por contacto	90
6.15	Imagens do Processo de identificação das ondas QRS Capacitivamente numa Camisa Fina: a) Sinal Recebido e Filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) Sinal Derivado; c) Sinal Quadrado; d) Sinal Integrado com uma média de 30 amostras;	91
6.16	<i>FFT</i> do Sinal Filtrado	92
6.17	Imagens do processo de identificação das ondas QRS capacitivamente numa camisa grossa: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) sinal derivado; c) sinal quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;	93
6.18	<i>FFT</i> do sinal filtrado	94
6.19	Imagens do processo de identificação das ondas QRS capacitivamente numa camisa fina em movimento: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) sinal derivado; c) sinal quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;	95
6.20	<i>FFT</i> do sinal filtrado	96
6.21	Imagem da PCB depois de construída e com os componentes soldados	97
6.22	Sinal UART e FSK banda base	98
6.23	<i>FFT</i> do sinal após o segundo mixer	99
6.24	<i>FFT</i> após o amplificador.	100
6.25	Sinal Recebido	100
6.26	Espetro do sinal no SA636	101
6.27	Espetro do sinal à saída do amplificador e após a filtragem do SA636	102
6.28	Saída do limitador no domínio do tempo	102
6.29	Sinal desmodulado	103
6.30	Testes efetuados onde "E" representa o emissor e "R" o recetor. (a) Teste 1. (b) Teste 2. (c) Teste 3. (d) Teste 4. (e) Teste 5. (f) Teste 6	105
6.31	Nível da RSSI para diferentes distâncias entre o emissor e o recetor no caso em que o canal de transmissão é uma superfície não condutora (Teste 1)	106
6.32	Sinal ECG recebido	107
6.33	Diagrama de blocos da interligação dos sistemas	109
6.34	Sinal ECG recebido	110
6.35	111
6.36	Sinal desmodulado	112

Lista de Tabelas

2.1	Tabela Comparativa	14
2.2	Tabela Comparativa	16
4.1	Tabela Comparativa entre os diferentes amplificadores operacionais	52
6.1	Resultados obtidos para o nível da RSSI nos casos em que o corpo humano é o canal de transmissão (Testes 2, 3, 4, 5 e 6).	107

Lista de Acrónimos

AC Alternate Current.

ACK Acknowledge.

AM Amplitude Modulation.

ASK Amplitude Shift Keying.

BAN Body Area Network.

BFSK Binary Frequency Shift Keying.

BSN Body Sensor Network.

CCA Clear Channel Assessment.

CCT Capacitive Coupling Transceiver.

CSMA Carrier Sense Multiple Access.

CW Contention Window.

DAC Digital to Analog Converter.

DC Direct Current.

DDS Direct Digital Synthesizer.

ECG Electrocardiograma.

FCS Frame Check Sequence.

FDM Frequency Division Multiplex.

FM Frequency Modulation.

FPGA Field Programmable Gate Array.

FSK Frequency Shift Keying.

HBC Human Body Communication.

HW Hardware.

IBC Intra Body Communication.

IC Integrated Circuit.

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers.

IF Intermediate Frequency.

IFS Inter Frame Sequence.

ISM Industrial, Scientific and Medical.

ITU International Telecommunications Union.

LAN Local Area Network.

LO Local Oscillator.

PAN Personal Area Network.

PCB Printed Circuit Board.

PSK Phase Shift Keying.

PWM Pulse Width Modulation.

QoS Quality of Service.

RF Radio Frequency.

RSSI Receiver Signal Strength Indicator.

SNR Signal to Noise Relation.

TDM Division Multiplex.

UART Universal Asynchronous Receiver/Transmitter.

USB Universal Serial Bus.

VCO Voltage Control Oscillator.

WAN Wide Area Network.

WBAN Wireless Body Area Network.

WLAN Wireless Local Area Network.

WMAN Wireless Metropolitan Area Network.

WSN Wireless Sensor Network.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

Ao longo das últimas décadas realizaram-se avanços significativos nas áreas da engenharia biomédica, tendo até contribuído para o aumento da qualidade de vida. Atualmente a maioria das pessoas tem à sua disposição dispositivos médicos capazes de realizar uma análise dos seus níveis vitais, como Eletrocardiograma (ECG), Eletroencefalografia (EEG) e Eletromiografia (EMG).

Os mais diversos problemas de saúde requerem uma monitorização dos sinais vitais dos seus pacientes. Os dispositivos que os efetuam já foram alvo de muitos estudos e por isso são robustos e fiáveis. Contudo adquirem o sinal por contacto, seja por eléktodos chamados de "secos" ou por eléktodos de "gel", e esse facto causa desconforto aos pacientes em geral e especialmente aos que necessitam de serem monitorizados 24h/dia, afectando as suas atividades do quotidiano. Assim surge a necessidade de adquirir o sinal vital sem contacto. Este sinal, se obtido capacitivamente não necessita de eléktodos em contacto com o paciente e pode ser incorporado numa simples camisola de algodão; assim o paciente nem notaria que estava a ser monitorizado. A monitorização não-invasiva e não obstrutiva de variáveis biológicas é uma pretensão do maior interesse na medicina [1].

As aplicações do projeto seriam muito grandes. O sistema poderia ser usado em hospitais, por atletas que definem as suas zonas de intensidade pela análise da frequência cardíaca, ou até mesmo só para monitorização pessoal. A aquisição do sinal vital sem contacto removeria o desconforto associado à remoção da roupa e à colocação do gel ou adesivos. Deixaria também de ser necessário o aparato do dispositivo com os fios associados. Desta forma deixam de existir limitações impostas às tarefas do quotidiano e até o aparecimento de irritações cutâneas relacionadas com o gel usado na aquisição por contacto. Em resumo o facto de não necessitar de contacto retiraria o desconforto da equação que existe neste tipo de exames.

As redes sem fios para uso pessoal também têm sido alvo de muitos estudos: passaram das Wireless Local Area Network (WLAN) que abrangiam uma área significativa, para as PAN, que têm um alcance de apenas alguns metros. O desenvolvimento de uma rede pessoal confinada ao próprio corpo humano que permita a troca de informação apenas com o aproximar da mão, por exemplo, é o próximo passo.

1.2 Objetivos

Este trabalho de dissertação tem como principais objetivos o desenvolvimento de um sistema de aquisição do sinal cardíaco capacitivamente, e a interligação deste com um sistema de comunicação capacitiva. Pretende-se construir um protótipo funcional, de pequenas dimensões e de baixo consumo, capaz de adquirir os sinais vitais com a detecção do aparecimento das ondas QRS, ondas associadas ao batimento cardíaco. De igual importância pretende-se melhorar o sistema de comunicação capacitiva desenvolvido em anos anteriores na Universidade de Aveiro. Tenciona-se que este sistema fique com dimensões mais reduzidas e com um consumo mais baixo. A interligação dos sistemas é o objectivo final proposto neste trabalho de dissertação.

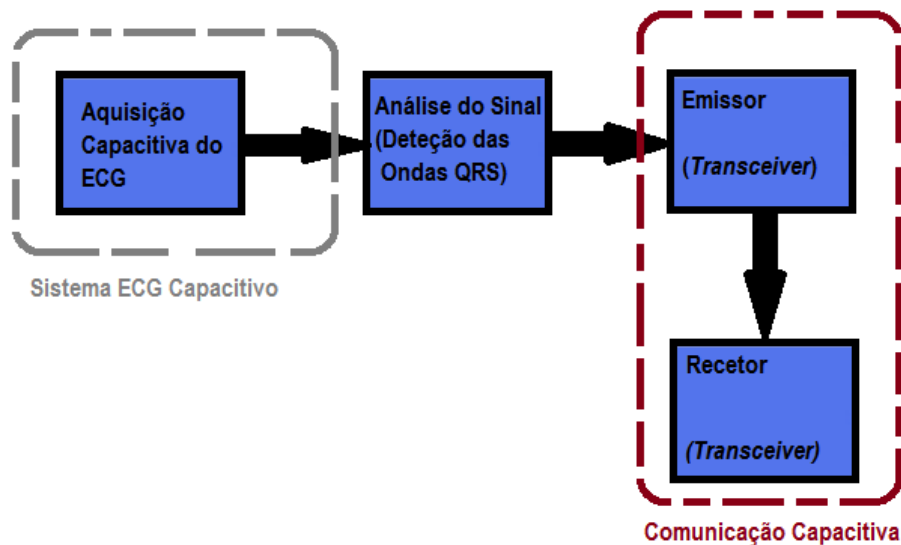


Figura 1.1: Figura ilustrativa com a interligação dos dois sistemas

1.3 Metodologia

Esta dissertação assenta sobre duas metodologias diferentes. Para o sistema de Eletrocardiograma Capacitivo será feito um estudo dos sistemas existentes analisando as suas vantagens e desvantagens. Após este estudo serão analisados em simulador os resultados e as potencialidades dos principais circuitos. Posteriormente, com as informações obtidas pelo simulador, será desenvolvido e construído um protótipo que será alvo de várias experiências/testes.

O sistema de comunicação capacitiva tem sido um projeto de continuidade e por isso será feita uma revisão do trabalho realizado até à data, com o intuito de entender melhor quais as modificações possíveis e qual a melhor maneira das implementar.

Após a prototipagem individual dos sistemas, estes serão interligados e testados.

1.4 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação de Mestrado encontra-se dividida em 6 capítulos, além deste capítulo introdutório:

- Capítulo 2- Estado de Arte: Neste capítulo são introduzidos conceitos relevantes para compreensão do sinal cardíaco e analisados alguns dos sistemas ECG desenvolvidos e comerciais, com as suas vantagens e desvantagens. São também esclarecidos conceitos relativos à comunicação capacitiva. É feita uma revisão do trabalho até à data desenvolvido neste sistema, para que se possam compreender quais as possíveis alterações.
- Capítulo 3- Simulação: Neste capítulo são simulados alguns circuitos mais relevantes para o sistema ECG capacitivo com a respectiva análise. Esta simulação acaba por funcionar como ponto de partida para a produção de um protótipo funcional.
- Capítulo 4- O Sistema ECG Capacitivo: Este capítulo diz respeito à prototipagem do sistema. São abordados todos os passos devidamente detalhados e explicados desde o esquema do circuito eléctrico até ao *layout* das Printed Circuit Board (PCB).
- Capítulo 5- O Sistema de Comunicação Capacitiva: Neste capítulo são explicados todos os andares relativos ao emissor e receptor, desenvolvidos noutros projetos. Desta forma, é possível conhecer a estrutura do trabalho anteriormente construído. São também justificadas as alterações feitas, apresentado o circuito e o *Layout* da nova PCB.
- Capítulo 6- Resultados: Este capítulo está dividido em duas partes, os resultados experimentais relativos ao sistema do ECG capacitivo e os resultados experimentais relativos ao sistema de comunicação capacitiva. São apresentadas as principais formas de ondas de cada um dos sistemas.
- Capítulo 7- Conclusões e Trabalho Futuro: Neste capítulo são apresentadas e discutidas as principais conclusões deste projeto relativos aos dois sistemas e a interligação entre eles. Termina-se este documento com aspectos a melhorar para que, em trabalhos futuros, possam ser desenvolvidos.

Além destes capítulos encontra-se em anexo, para consulta auxiliar, o esquema eléctrico dos circuitos simulados, o esquemático dos protótipos desenvolvidos, o esquemático dos *transceivers* e uma explicação mais detalhada sobre a importância de *Shielding* e *Guarding*.

Capítulo 2

Estado de Arte

2.1 O Eletrocardiograma tradicional

A história do ECG remonta para o século XIX, onde se acredita que o primeiro registo da atividade cardíaca tenha sido realizado em 1872, por Alexander Muirhead (1848-1920), engenheiro elétrico Escocês especializado em telegrafia sem fios. Mais tarde, em 1875 Willen Einthoven (1860-1927), médico Holandês, conhecido por ser o pai da eletrocardiografia, desenvolveu um sistema mais prático e mais sensível para registar a atividade cardíaca [2].

Atualmente o eletrocardiograma é feito com recurso a elétrodos condutores, em que uns utilizam um gel condutor para baixar a impedância entre a pele e o elétrodo enquanto outros, os chamado elétrodos secos, usam uma placa de metal em contacto direto com a pele. Os elétrodos com gel Ag/AgCl, que habitualmente se usam, têm um tempo de vida limitado e não são reutilizáveis, ao fim de alguns dias este gel leva à desidratação da pele, o que modifica a impedância do elétrodo levando a erros de leitura. Este gel leva, por vezes, ao aparecimento de irritações na pele.

Os elétrodos secos usam uma placa de metal em contacto direto com a pele, o que tem uma desvantagem grande, o uso deste sistema em movimento torna-se ineficaz pois os elétrodos podem mexer-se sobre a pele, e a própria transpiração altera a impedância do elétrodo, levando a erros de leitura. A vantagem deste método, ECG com elétrodos condutores, é que o nível de ruído é baixo e o sinal adquirido é bastante preciso e de qualidade [3].

O ritmo cardíaco normal é designado por sinusal, e as irregularidades neste ritmo são denominadas de arritmias. O nó sinusal (nó S-A) é uma estrutura do coração que é responsável por marcar o ritmo natural. Cada batimento é disparado pelo *pacemaker*, (células do nó sinusal) que geram potenciais de ação e despolarizam os tecidos, à medida que se propagam pelo miocárdio, levando à contração do tecido. Após os potenciais de ação abandonarem o nó sinusal, estes despolarizam as duas cavidades superiores do coração, átrios, que seguem para o nó atrioventricular (nó A-V). Este nó fica situado entre os átrios e as duas cavidades inferiores, os ventrículos. O nó A-V atrasa o impulso elétrico perto de 120ms para dar tempo suficiente para os átrios injetarem sangue nos ventrículos antes destes contraírem. Seguidamente o estímulo elétrico segue pelas fibras de *Purkinjie*, que se ramificam e se espalham pelos ventrículos. Depois destes terem sido despolarizados e contraírem, o ciclo começa novamente com outro impulso do nó S-A [4].

2.1. O ELETROCARDIOGRAMA TRADICIONAL

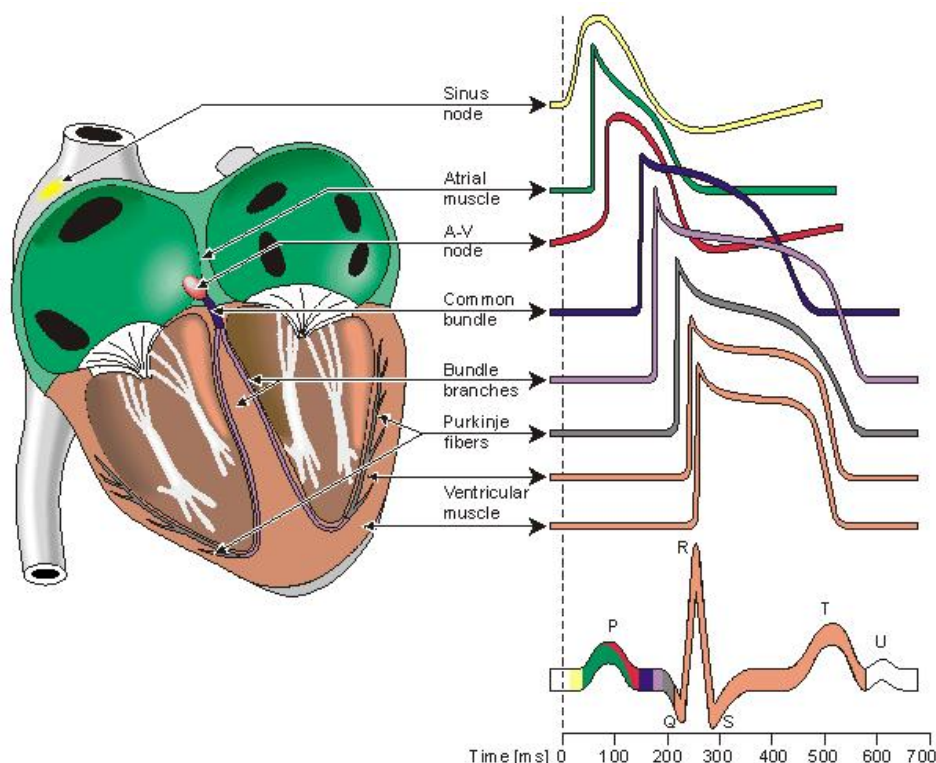


Figura 2.1: Composição do ECG com as contribuições dos potenciais de ação[4]

O ECG típico, como mostra a figura anterior, consiste em três componentes. A onda P, a onda QRS complexa e a onda T. Cada uma corresponde a uma atividade elétrica de uma zona específica do coração. A onda P é a primeira onda e corresponde à despolarização do átrio. O atraso entre a onda P e a onda QRS denomina-se de intervalo PR, este intervalo de cerca de 120ms é o atraso entre o nó A-V, que dá tempo ao átrio de contrair antes da despolarização dos ventrículos. A onda QRS é a onda proveniente da despolarização dos ventrículos e é a onda mais forte do ECG. A última onda é a onda T e representa a repolarização dos ventrículos.

Fazendo medições do potencial elétrico em diferentes partes do corpo leva a vetores ECG diferentes. Atualmente os eletrocardiogramas tradicionais recorrem a 12 vetores diferentes, conhecidos por *leads*. Seis destes vetores estão no plano paralelo ao corpo e são conhecidos como "*Frontal*" ECG Leads. Os outros seis vetores estão num plano perpendicular ao corpo e são conhecidos como "*Pre-Cordial*" Leads. Na figura seguinte, observa-se uma imagem ilustrativa do ECG tradicional, em que os vetores no plano paralelo se encontram a azul claro e vetores no plano perpendiculares encontram-se a azul-escuro [5].

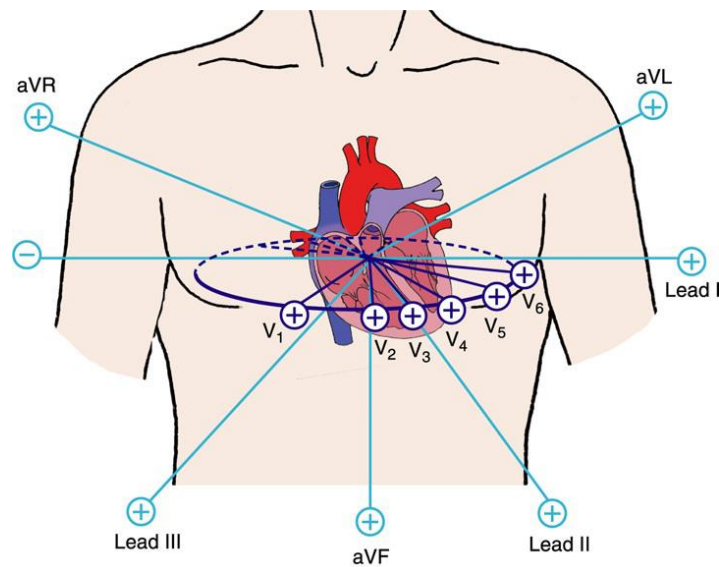


Figura 2.2: ECG Tradicional

Os eletrodos colocados no plano frontal são geralmente colocados no braço direito (RA, designação inglesa para *Right Arm*), no braço esquerdo (LA, designação inglesa para *Left Arm*) e na perna esquerda (LL, designação inglesa para *Left Leg*). Um quarto eletrodo é colocado como referência na perna designado de RL (RL, designação inglesa para *Right Leg*).

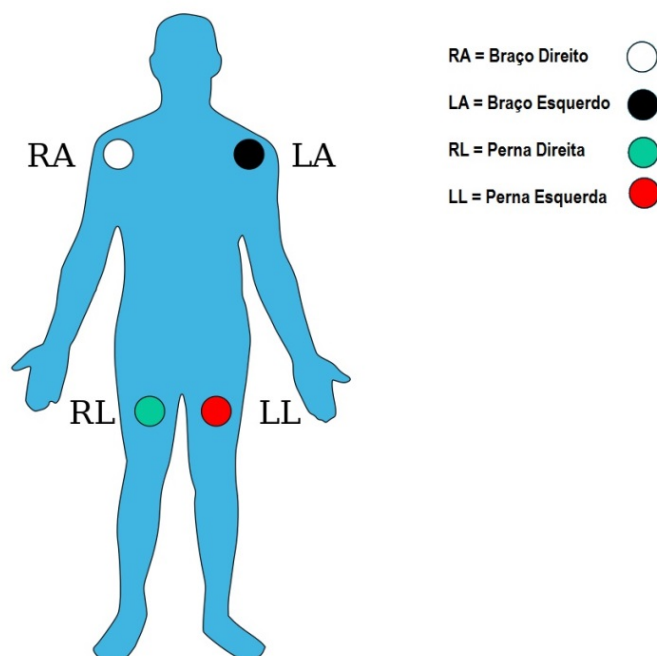


Figura 2.3: Esquema ilustrativo da posição dos eletrodos Frontais no ECG Tradicional

2.1. O ELETROCARDIOGRAMA TRADICIONAL

Os elétrodos RA, LA e LL formam o conhecido triângulo de Einthoven. Einthoven nomeou os vetores entre cada membro como sendo "Standard Lead I, II e III" o vetor de RA a RL, o *Lead II*, o vetor de RA a LL e *Lead III* vetor de LA a LL. Einthoven estudou a relação entre estes três elétrodos onde o coração constitui um ponto de referência. Esta relação, levou assim ao aparecimento do triângulo de Einthoven que serve para determinar os eixos elétricos do coração.

Além destes vetores no plano paralelo, existem mais três vetores denominados de aVL, aVR e aVF, designação inglesa para *augmented vector Left, Right e Foot*, respectivamente. São obtidos subtraindo a média de dois elétrodos ao terceiro. A figura 4, mostra o posicionamento dos vetores do plano frontal do ECG tradicional [6].

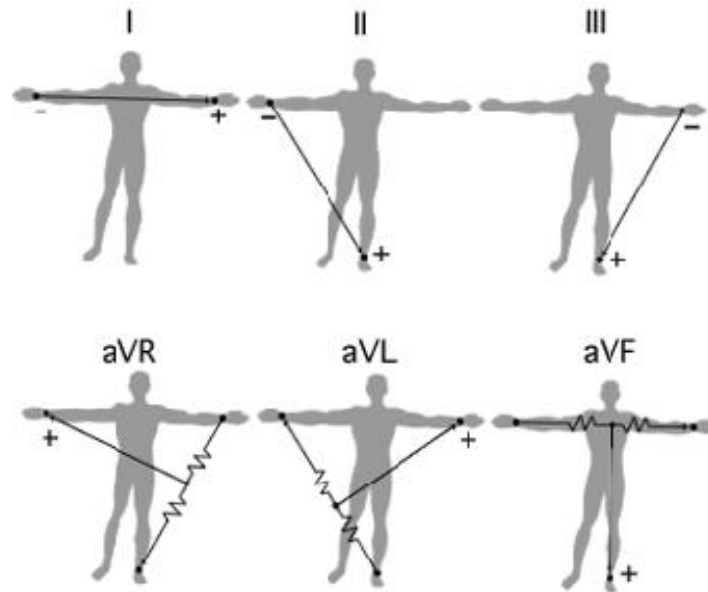


Figura 2.4: Esquema ilustrativo dos vetores do plano frontal[6]

O potencial destes vetores pode ser calculado pelo seguinte conjunto de equações:

$$I = LA - RA \quad (2.1)$$

$$II = LL - RA \quad (2.2)$$

$$III = LL - LA \quad (2.3)$$

$$aVF = LL - \frac{1}{2}(LA + RA) \quad (2.4)$$

$$aVR = RA - \frac{1}{2}(LA + LL) \quad (2.5)$$

$$aVL = LA - \frac{1}{2}(RA + LL) \quad (2.6)$$

Os restantes 6 vetores, são os vetores no plano perpendicular ao coração, e são obtidos com auxílio a 6 elétrodos referenciados de V1 até V6. O vetor é obtido como sendo a diferença de potencial entre o elétrodo e a média dos três elétrodos RA, LA e LL, que pode ser visto como a diferença de potencial entre o coração e o elétrodo, que gera um vetor perpendicular a este. Estes elétrodos são dispostos como mostra a figura seguinte.

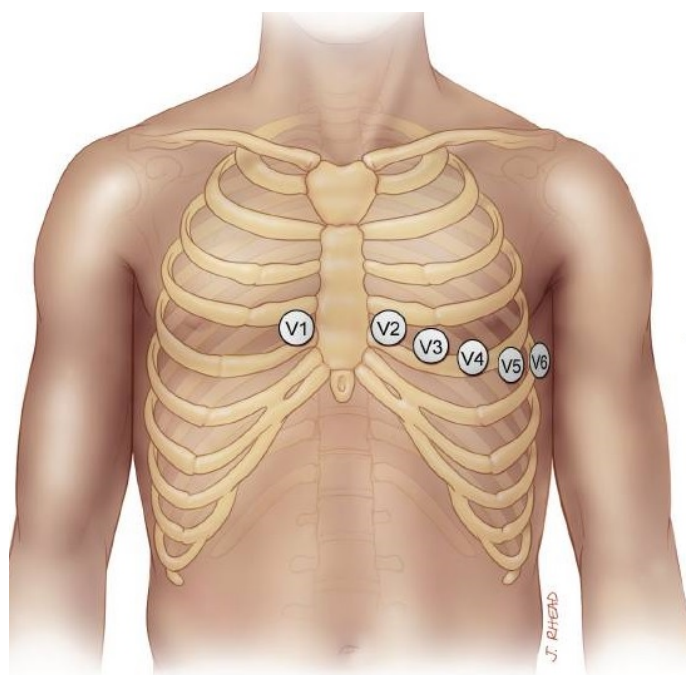


Figura 2.5: Posição dos Elétrodos, 12-Vetores ECG[5]

2.2 O ECG-Trabalhos Anteriores

Vários trabalhos já foram realizados, para tornar o ECG o mais portátil e fiável possível. Nesta subsecção serão abordados alguns dos trabalhos mais recentes e comerciais de sistemas portáteis e fiáveis. Trabalhos comerciais incidentes sobre o ECG capacitivo, ainda não se encontram disponíveis. Os critérios usados para a escolha destes sistemas foram:

- O consumo;
- A portabilidade;
- As dimensões;
- O número de elétrodos;
- O número de arritmias que deteta.

O primeiro dispositivo a ser analisado é o *Netguard* desenvolvido pela empresa *Mindray*.

2.2.1 Dispositivo *Netguard*[7]

Trata-se de um dispositivo de pequenas dimensões que utiliza dois elétrodos, na zona do peito, desenvolvido para o uso em Hospitais que comunica com o computador do Hospital, através de um protocolo sem fios e assim que deteta alguma anomalia no batimento cardíaco do paciente, lança um alerta permitindo aos médicos intervir rapidamente. Este dispositivo tem a grande vantagem de ser bastante leve e o preço ser inferior aos sistemas convencionais. A utilização deste sistema por parte dos doentes hospitalares diminuiria bastante a morte de pacientes por falta de monitorização. Tem a desvantagem de ter uma área de trabalho restrita e apenas funcionar em distâncias próximas à estação base [7].



Figura 2.6: Dispositivo de aquisição ECG *Netguard* [7]

2.2.2 Dispositivo *V-Patch*[8]

O *V-Patch* produzido pela Intelesens, é um dispositivo bastante semelhante ao *Netguard*, contudo este pode ser usado em ambulância. Os elétrodos são colocados no paciente enquanto este se encontra na ambulância, o ritmo cardíaco é monitorizado transmitido para a estação base onde é feito um up-load para um serviço web por GPRS, que permite a análise em tempo real do batimento cardíaco do paciente. Tem ainda um botão de alarme que permite o paciente pedir socorro. Além do uso em ambulâncias, este dispositivo pode ser usado no dia a dia, visto tratar-se de um sistema não evasivo e discreto que permite realizar as tarefas diárias sem qualquer limitação. Tem a vantagem de ser discreto, leve, não evasivo, de ter uma autonomia de próxima de uma semana e de ser capaz de funcionar em qualquer parte do Mundo. Tem a grande desvantagem de ter que estar próxima da estação base para realizar o up-load para o serviço Web [8].



Figura 2.7: Dispositivo de Aquisição de ECGVPatch [8]

2.2.3 Dispositivo IMEC Patch [9]

Um outro sistema semelhante é o *IMEC patch*. Este dispositivo mede o batimento cardíaco, e tem um acelerómetro de 3 eixos, para medição de atividade física. O dispositivo tem algoritmos capazes de detetar anomalias no batimento cardíaco, de calcular a energia gasta ou até mesmo detetar sinais de epilepsia. Tem uma transmissão através de *Bluetooth Low Energy*, que consegue ter uma autonomia de um mês, através de uma pilha de 200mAh. O sistema consome perto de 280μA funcionando a 2.1V, sendo que esta é a sua principal vantagem. A informação pode ser registada através de um *Smartphone* comunicando por *Bluetooth 4.0*, e o registo pode ser partilhado online, com médicos ou até mesmo em redes sociais. Tem a desvantagem de ser necessário algum dispositivo recetor de *Bluetooth* [9].



Figura 2.8: Dispositivo de Aquisição de ECGVPatch [9]

2.2.4 VitalJacket[10]

Vitaljacket é dos sistemas mais recentes e é o primeiro dispositivo médico certificado que combina mobilidade e tecnologia. Vitaljacket é uma T-shirt capaz de medir e registar os

2.3. O ECG CAPACITIVO

impulsos cardíacos que pode ser usada 72h contínuas. Este sistema tem um display com um código de cores que permite ao utente e ao Médico detetar facilmente anomalias. Vitaljacket, à semelhança do Imec-Patch, é equipado com um dispositivo de transmissão Bluetooth que permite o envio da informação para um Smartphone, PDA ou outro dispositivo capaz de comunicar com este protocolo [10].



Figura 2.9: Dispositivo de Aquisição de ECG- *Vitaljacket*[10]

2.2.5 Comparação entre os principais dispositivos de aquisição do ECG portáteis

Especificações	NetGuard	V-Patch	IMEC-Patch	Vitaljacket
Bateria	Não Definido	7 dias	1 mês	3 Dias
Eléktodos	1	3	3	1 Ou 5
Informação transmitida	Eventos	Eventos	Batimento cardíaco, Eventos, Atividade Física	Batimento cardíaco, Eventos, Atividade Física
Número de arritmias	2 Tipos	10 Tipos	Não definido	4 Tipos

Tabela 2.1: Tabela Comparativa

2.3 O ECG Capacitivo

No eletrocardiograma capacitivo os eléctodos são capacitivos, não existindo contacto galvânico entre o eléctrodo e o paciente. O que permite que o paciente, seja monitorizado durante as suas atividades, sem a necessidade de intervenção médica.

2.3.1 A História

Em 1968, A. Lopez e P. C. Richardson, desenvolveram pela primeira vez um eléctrodo que não requeria contacto ohmico. O primeiro *design* era um disco de alumínio que foi

anodizado de forma a formar uma capacidade em série com a pele.[11] Esta capacidade pode ser calculada por:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (2.7)$$

Onde A é a área efetiva do eléctrodo, d é a espessura, ϵ_0 é a permissividade do vácuo e ϵ_r é a constante do dieletrico da roupa [12]. Os sinais eram adquiridos capacitivamente e ligados a um *buffer* em série com um circuito de instrumentação [3].

2.3.2 A Atualidade

Os sistemas de aquisição de ECG capacitivo são bastante sensíveis ao ruído, por isso requerem um cuidado acrescido na elaboração dos seus circuitos. O sinal recebido tem uma amplitude pequena e por isso a corrupção deste com ruído compromete a qualidade do sistema. Atualmente existem várias abordagens que tentam resolver da melhor forma possível este problema; nesta subsecção serão abordados as principais.

A aquisição do sinal eléctrico cardíaco pode ser vista pelo seguinte diagrama cujos blocos se descrevem de seguida:

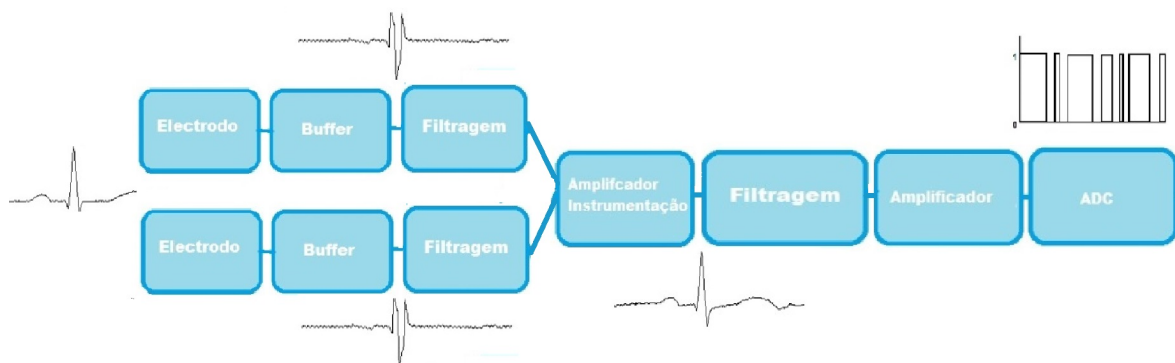


Figura 2.10: Diagrama de blocos da aquisição do ECG capacitivo, dos sistemas actuais

O Eléctrodo nos sistemas actuais

O eléctrodo: na maioria das abordagens a este sistema, o eléctrodo é protegido por um shield, que ajuda que ruídos externos não interfiram na aquisição do sinal [13, 14, 15, 16].

A principal limitação do ECG capacitivo é o facto da capacidade se carregar estaticamente. A descarga da capacidade pode ser realizada de várias formas, as principais são o uso de uma resistência de grande valor, tipicamente na casa dos *giga-Ohm*, para não degradar a impedância de entrada, e a outra forma é o uso de dois díodos antiparalelos ligados à terra [13].

A polarização com resistência tem a vantagem, de não degradar muito a impedância de entrada, mas por outro lado, é mais lento a recuperar de perturbações externas e introduz ruído térmico.

A polarização com díodos usa a corrente de fuga para polarizar, não tem uma impedância tão elevada como a resistência, mas recupera mais rápido de perturbações externas [13].

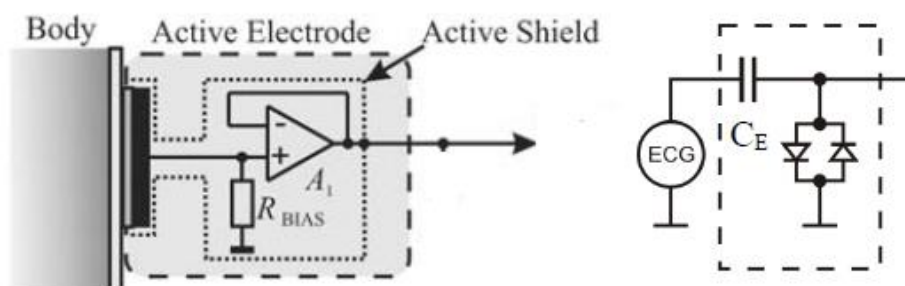


Figura 2.11: Comparação dos 2 métodos de polarização

Tipo de polarização	Impedância	Frequência de corte	Ruído térmico	Recuperação de perturbações
Resistência	Alta (Gigas)	mHz	Alto	Lento
Díodos	Média (Megas)	Hz	Baixo	Rápido

Tabela 2.2: Tabela Comparativa

O buffer dos sistemas atuais

-O **buffer**: é um amplificador operacional de ganho unitário, é utilizado no primeiro andar, devido à necessidade de ter uma impedância de entrada bastante elevada. Vários autores usam um seguidor de tensão simples [13, 15, 17], enquanto os autores Gert Cauwenberghs e Yu M. Chi [14], usam no amplificador operacional um filtro passa alto em feedback positivo, para tentar neutralizar a capacidade de entrada e para melhorar o CMRR. Tem a vantagem de melhorar o CMRR, mas a neutralização da capacidade de entrada não é significativa para a frequência de trabalho 50Hz, acaba por isso tornar-se desnecessária esta neutralização [14].

O processo de filtragem dos sistemas atuais

-A **filtragem**: O objetivo da filtragem é remover as componentes de frequência, que contaminam o sinal. O número máximo de batimentos por minuto que o ser humano pode ter são, aproximadamente 220bpm [22] o que corresponde a 4Hz, ou seja o sinal que se pretende está tipicamente entre os 0.1Hz e os 4Hz. A abordagem mais comum é o uso de um filtro passa alto com uma frequência de corte próxima de 0.1Hz, tem a vantagem de eliminar a componente DC que tenha um ligeiro desvio, [13, 14, 23, 24] mas por outro lado este tipo de filtro tem a desvantagem de o tempo de estabelecimento ser alto, diminuindo a constante de tempo do filtro, maior será a distorção obtida no ECG [23]. A maioria dos autores utiliza a capacidade corpo-elétrodo e a resistência de polarização para a construção deste filtro, realizando uma pré-filtragem do sinal antes do andar de alta impedância de entrada.

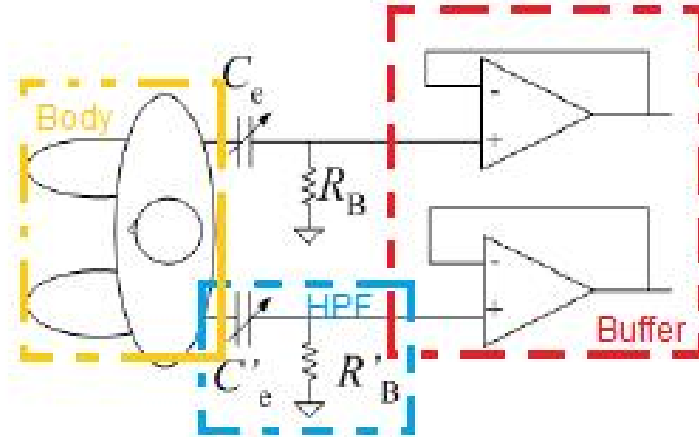


Figura 2.12: Esquema ilustrativo do primeiro andar do sistema

Dado que tipicamente C_e é uma capacidade de pF e a resistência de polarização R_b anda na ordem dos $G\Omega$, f_c será de poucos Hertz (2).

$$f_c = \frac{1}{C_e R_b 2\pi} \quad (2.8)$$

Considerando um elétrodo de $10cm^2$, a $1mm$ de distância com constante dielétrica de 1.4 (o algodão [25]) pela expressão 2.7 obtém-se que $C_e = 12pF$, com uma resistência de polarização de $100G\Omega$ pela equação 2.8 obtém-se uma frequência de corte de $0.1Hz$ [23]. Após o andar de alta impedância de entrada, alguns autores recorrem a uma filtragem passa-banda em torno das frequências de interesse [15, 17, 24]. A escolha do processo de filtragem e os componentes a utilizar pode ser crítica. O sinal ECG obtido capacitivamente tem uma amplitude bastante baixa, tipicamente na casa do mV , o que leva a que o sistema seja facilmente afetado por ruído. O próprio ruído térmico introduzido pelos componentes perturba a aquisição do sinal, a figura 2.13, ilustra a contribuição das várias fontes de ruído no sistema e a variação do ruído

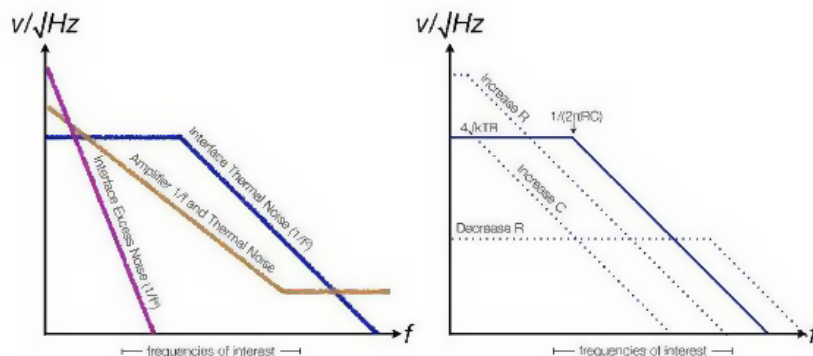


Figura 2.13: Impacto do ruído pelas várias fontes e impacto do filtro no ruído

Pela análise da figura anterior, verifica-se que para diminuir a contribuição do ruído

proveniente do filtro, deve-se aumentar a resistência e aumentar a capacidade, ou diminuir a resistência para zero.

O amplificador de instrumentação

Amplificador de Instrumentação: é um amplificador que tem como objetivo amplificar a diferença entre dois sinais com elevada rejeição a sinais de modo comum e um ganho diferencial ajustável. Este bloco é usado para amplificar o sinal e eliminar o ruído de modo comum existente nos vários elétrodos, com uma largura de banda tipicamente de 1Hz-100Hz. Tipicamente neste andar é usado um ganho de 46dB[26].

A ADC

Analog to Digital Converter (ADC): Uma ADC tem como objetivo converter valores Analógicos em Digitais, para que possam ser computados por um microprocessador. Torna-se necessários ter uma boa aproximação da resolução necessária para a ADC. Considerando o sistema alimentado com 2.5V e uma ADC de 8Bits, tendo o conhecimento que a onda QRS complexa têm uma amplitude de 2mV e a onda P uma amplitude de 200μV, com um ganho de 400 a onda QRS fica com uma amplitude de 800mV, onde por sua vez as ondas P ficam com uma amplitude de 80mV, o que corresponde aproximadamente a 3Bits de resolução para estas ondas. A maioria dos autores mostra que 8Bits é o número mínimo de bits de resolução para a ADC, esta resolução introduz, ainda que por pequeno, algum ruído de quantificação. Resoluções superiores a 8Bits são as mais usadas, sendo que as mais comuns são as ADC's de 12Bits.

2.4 Comunicação capacitiva

Tendo em atenção que o objetivo deste trabalho é a aquisição e transmissão do sinal vital num esquema puramente capacitivo nesta secção serão clarificados alguns conceitos gerais associados à tecnologia presente neste tipo de comunicação, bem como será apresentado o trabalho já realizado nesta área, na Universidade de Aveiro. De seguida segue-se uma introdução às rede de âmbito pessoal.

2.4.1 Introdução aos conceitos: PAN, BAN eBCC

Personal Area Network é um conceito introduzido por *Thomas Zimmerman* em 1995 do *Massachusetts Institute of Technology (MIT)* que permite a intercomunicação entre vários dispositivos móveis telemóveis, computadores, *Personal Digital Assistant (PDA)* por exemplo.

Zimmerman desenvolveu um protótipo, que permite a troca de informação, no corpo humano, através da modulação de campos eléctricos e do acoplamento de pequenas correntes eletrostáticas. Este protótipo é constituído por pequenos circuitos eletrónicos de baixo consumo e de baixo custo. Este protótipo foi a alavanca para o desenvolvimento das *BAN (Body Area Network)*. *BAN* representa as aplicações e comunicações que operam no corpo Humano ou nas imediações deste. Dado o curto alcance das tecnologias *Bluetooth*[30] ou *Zigbee* [31].

2.4.2 *Body Area Networks*

Introdução

O campo da ciência da computação está em constante evolução, para que cada vez mais se possam processar conjuntos maiores de dados e aumentar a conectividade entre vários dispositivos. Ao mesmo tempo, os avanços na miniaturização permitem que cada vez mais se construam dispositivos mais pequenos e por isso com uma maior mobilidade. As *BAN* representam atualmente a união entre conectividade e miniaturização. Formalmente as *BAN* podem ser definidas como sendo um conjunto de dispositivos que operam próximos do corpo humano e que cooperam para benefício do usuário.

"Inanimate objects will start to interact with us: we will be surrounded - on streets, in homes, in appliances, on our bodies and possibly in our heads.

Forget local area networks - these will be body area networks". -Jo Twist [39]

Desenvolvimento das *BAN*

As *BAN* ainda são uma tecnologia recente e por isso têm uma história curta. No entanto, é uma tecnologia bastante flexível e por isso as aplicações são bastantes. Alguns dos casos mais úteis para o uso desta tecnologia:

- As *BSN* (*Body Sensor Networks*);
- Desporto e monitorização;
- *Wireless Audio*;
- Integração em dispositivos móveis;
- Dispositivos de vídeo pessoais;

Cada uma destas aplicações tem necessidades especiais em termos de largura de banda, latência, consumo do sinal e distância do sinal. IEEE 802.15 é o grupo de trabalho para as WPAN. Este grupo percebeu a necessidade de criar um padrão para o uso de dispositivos em redor do corpo Humano e por isso surgiu um grupo de trabalho designado de *IEEE 802.15 Task Group 6 - Body Area Network* com o objetivo de desenvolver um *standard* de comunicação otimizado para dispositivos *low power* e funcionamento em torno do corpo humano.

A figura abaixo mostra o posicionamento das *BAN* em potência em função do espectro da taxa de dados.

2.4. COMUNICAÇÃO CAPACITIVA

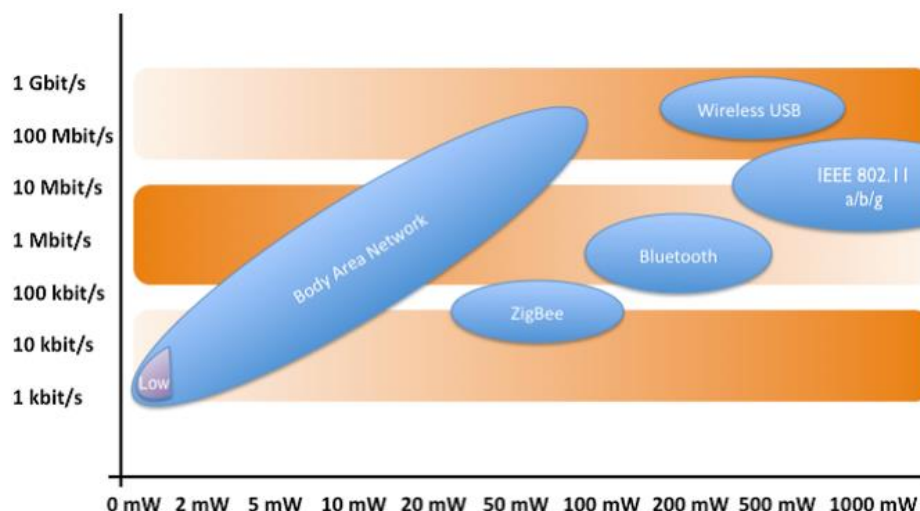


Figura 2.14: Gráfico comparativo entre várias tecnologias sem fios

Como referido anteriormente, as BAN têm aplicações muito abrangentes. Em aplicações de saúde esta tecnologia apresenta uma vantagem evidente, o facto de permitir uma monitorização contínua em regime ambulatorio, é uma das principais vantagens. Permite que os pacientes possam estar em observação contínua sem necessidade de restrição nas atividades do dia a dia. A figura seguinte mostra a variedade das aplicações das BAN no setor médico e os seus requisitos de taxas de transmissão.

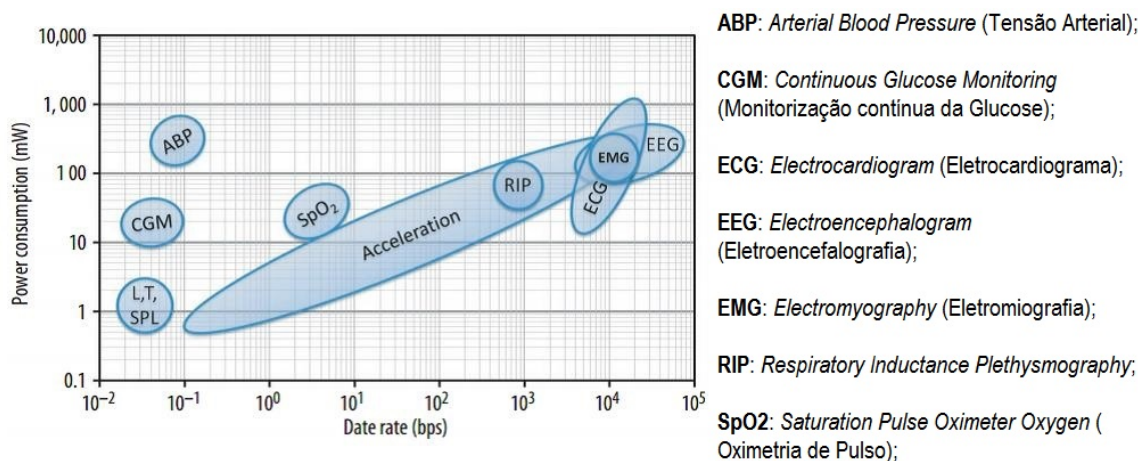


Figura 2.15: Requisitos mínimos em vários serviços de utilização médica [44]

Os dispositivos numa BAN comunicam entre si e transmitem os dados para uma estação base.

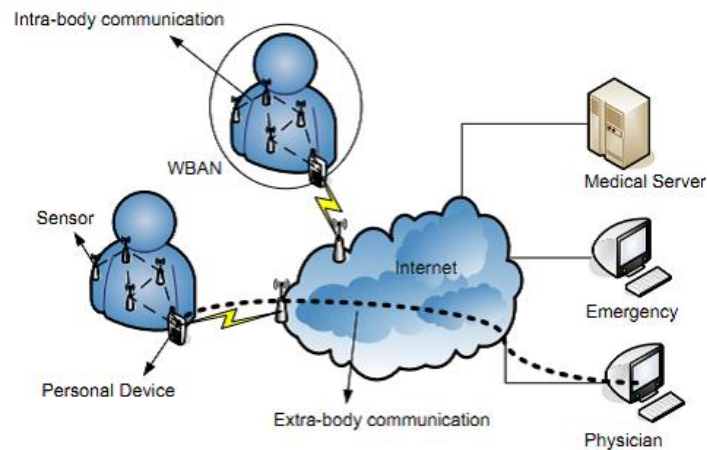


Figura 2.16: Exemplo prático da comunicação nas BANs.[42]

Na figura seguinte as BAN são comparadas com outras redes *Wireless Personal (WPAN)*, *Wireless Local (WLAN)*, *Wireless Metropolitan (WMAN)* e *Wide Area Networks (WAN)*

As BAN têm um alcance de apenas alguns centímetros e são orientadas para comunicações em *wearable devices* enquanto as PAN são uma arquitetura de rede vocacionada para operar num ambiente em redor da pessoa. As WPAN conseguem atingir um alcance de vários metros essencialmente para aplicações com taxas de transmissão reduzidas. As WLAN têm alcances de centenas de metros. As WMAN e MAN são para redes de grandes dimensões otimizadas para comunicações entre grandes cidades ou até mesmo em comunicações satélite.

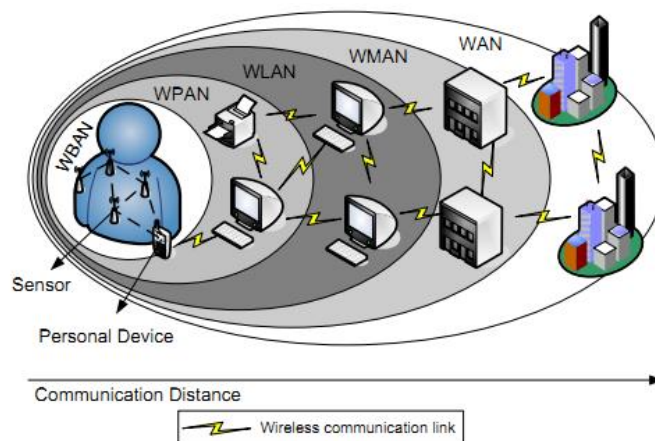


Figura 2.17: Posicionamento das BAN nas várias redes sem fios

Problema das BAN

Atualmente, as BAN existentes utilizam as tecnologias RF tradicionais, projetadas para diferentes arquiteturas de rede como: [41]

- ZigBee (IEEE 802.15.4)
- Bluetooth

- Wi-fi (IEEE 802.11)

As BAN apresentam essencialmente três problemas: *body shadowing*, interferência e fraca eficiência energética. *Body Shadowing* refere-se à absorção de energia RF pelo corpo humano. Em [29] foi investigado o fator *path loss*, perdas e atenuação, no corpo humano, e verificou-se que o movimento do corpo humano afeta gravemente, e de forma muito variável, a ligação entre os rádios. O segundo problema refere-se à interferência introduzida no espectro pelos dispositivos RF usados nas BAN. O último problema diz respeito ao facto de existir sinais RF a propagarem-se para longe do corpo humano é um desperdício energético visto que os restantes nós da rede de sensores também se encontram no mesmo corpo, ou seja a uma distância relativamente curta.

Para ultrapassar os problemas causados pela atenuação imposta pelo corpo humano e por interferências externas, a potência do sinal poderia ser aumentada. Ou seja o sinal teria mais potência, existiria menos atenuação provocada pelo corpo humano, mas o sinal seria irradiado para mais longe, levando a problemas de privacidade e aumentando o consumo energético do sistema.

Outro problema preocupante nesta tecnologia é a associação de nós. Um nó pode não conseguir reconhecer se outro nó pertence à mesma pessoa ou a uma pessoa diferente. Levando à recepção de pacotes de BANs vizinhas implicando um maior número de retransmissões de mensagens.

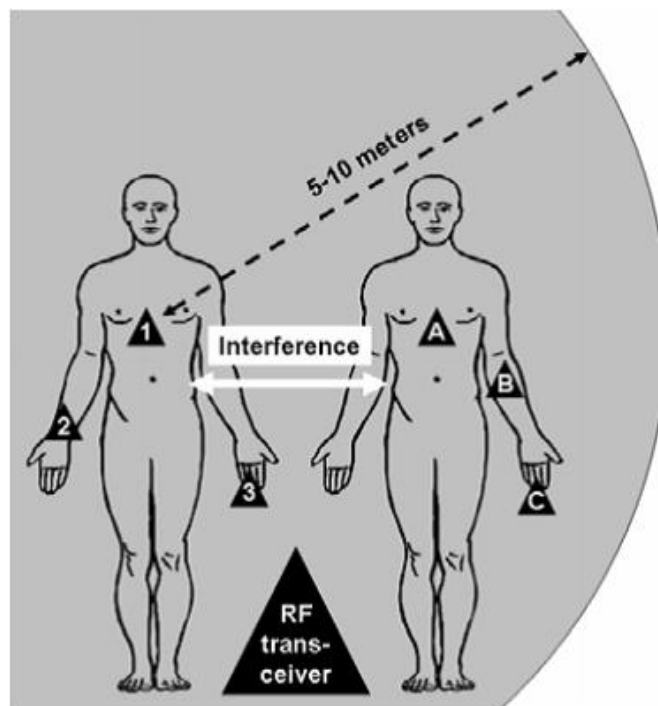


Figura 2.18: Esquema ilustrativo das interferências nas tecnologias BAN [40]

2.4.3 Comunicação acoplada ao corpo Humano

A aquisição de sinais biológicos como o ECG ou EEG implica o uso de sensores, fios, unidades de aquisição e comunicação que podem ser desconfortáveis (principalmente nos exames de longa duração). Tornar estes sensores pequenos requer ainda que os sistemas tenham um consumo energético bastante reduzido.

Como os sinais Biológicos têm larguras de banda baixas, o que leva a que a sua detecção e posterior amplificação consuma pouca energia, a maior parte da energia destes sistemas médicos é gasta na transmissão usando rádios.

Com o objetivo de resolver essas mesmas limitações, desenvolver-se a comunicação acoplada ao corpo humano, *Body Coupled Communication (BCC)* é um dos assuntos principais deste trabalho.

As principais características que levam as que as BCC sejam mais atrativas para as BAN são o facto de usarem campos elétricos perto do corpo humano para enviar sinais, e da sua atenuação ser proporcional à distância ao cubo. Ou seja em termos de segurança este tipo de comunicação é bastante mais seguro, visto que a informação está confinada às imediações do corpo humano ao contrário do que acontecia com emissões de rádio. O facto de existir uma grande atenuação leva a reduzir bastante a interferência entre várias redes BCC.



Figura 2.19: Esquema ilustrativo do Acoplamento Capacitivo e do Acoplamento Galvânico

A comunicação através do corpo Humano pode ser realizada de duas formas, por acoplamento galvânico ou por acoplamento capacitivo. No acoplamento galvânico é aplicado um sinal diferencial a um par de eléctrodos, que se encontra em contacto com a pele. O corpo Humano porta-se como uma linha de transmissão e propaga uma corrente. Na receção é detetada uma diferença de potencial, como ilustra a figura seguinte.

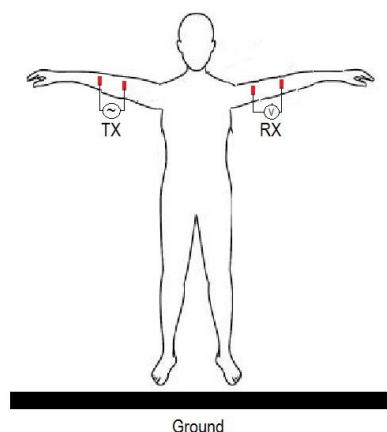


Figura 2.20: Esquema ilustrativo do Acoplamento Galvânico

No acoplamento capacitivo, os elétrodos não necessitam de estar em contacto com a pele bastando estar próximos deste. São gerados campos elétricos pelo transmissor que são detetados pelo receptor. Neste esquema o ambiente envolvente é utilizado como referência forçando uma variação de potencial elétrico no corpo humano. Esta variação de potencial é detetada no recetor e o corpo funciona como um condutor que interliga dois *transceivers* acoplados a este.

Comparativamente facilmente se conclui que o acoplamento capacitivo é fortemente influenciado por fatores ambientais envolventes ao corpo humano enquanto o acoplamento galvânico depende mais das características do corpo nomeadamente a impedância deste.

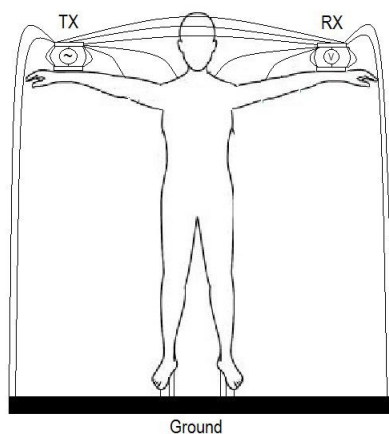


Figura 2.21: Esquema ilustrativo do Acoplamento Capacitivo

Nos últimos anos tem sido realizado trabalho na construção de um sistema de comunicação capacitiva, que se passa a rever.

2.4.4 Hugo Barreira, Universidade de Aveiro, 2009 [35]

Na Universidade de Aveiro foram também construídos vários protótipos para tentar a comunicação capacitiva através do corpo Humano. O primeiro protótipo foi construído por Hugo Barreira em 2009, onde o emissor e o transmissor estão colocados em caixas de relógios. O eletrodo estava na base e como esta era plastificada não se encontrava em contacto direto com a pele. O estudo em [29] mostra que a frequência ideal para a propagação no corpo Humano é na ordem dos 10.7MHz, ou seja é a frequência que apresenta menor atenuação. Por isso foi usada uma modulação Binary Frequency Shift Keying (BFSK) centrada em 10.7MHz. Com esta configuração conseguiu-se um alcance de 50cm, comprovando assim a possibilidade de usar o corpo humano como canal de transmissão.

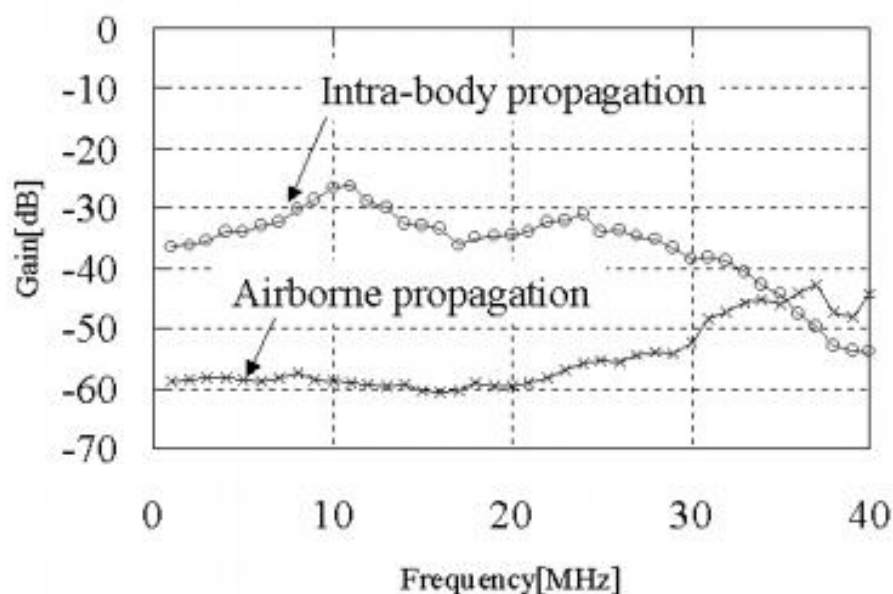


Figura 2.22: Comparação da atenuação da propagação do sinal no corpo humano e no ar.[29]

2.4.5 José Reis, Universidade de Aveiro, 2010 [36]

No ano seguinte, José Reis prosseguiu com o trabalho realizado anteriormente na tentativa de resolver alguns dos problemas encontrados. O principal problema encontrado foi a oscilação do amplificador sintonizado provocado pelo seu elevado ganho. Com recurso a um simulador de circuito analógicos (*OrCad PSice 9.2*) conseguiu comprovar que a diminuição do ganho deste amplificador iria melhorar bastante o desempenho do circuito.

2.4.6 Humberto Castanheira, Universidade de Aveiro, 2012 [37]

Humberto Castanheira partiu do trabalho já realizado e desenvolveu dois *transceivers* funcionais e de tamanhos reduzidos, alimentados a baterias e eletricamente isolados. Este protótipo utiliza dois *transceivers* um em modo emissor e outro em modo recetor, sempre que este recebia alguma trama acendia um LED, como forma de sinalização. Neste protótipo foi integrado um microcontrolador que permitiu o envio de informação útil e real. A arquitetura

dos *transceivers* foram baseados nos trabalhos realizados anteriormente.

2.4.7 José Lima, Universidade de Aveiro, 2013[38]

José Lima baseou-se no protótipo construído em [37] Foi substituído o microprocessador por um com melhor consumo, e a principal modificação foi a criação do protocolo de rede. José Lima desenvolveu um protocolo MAC para permitir o correto acesso ao meio físico bem como a confirmação das mensagens recebidas, permitindo assim interligar 2 ou mais *transceivers*. José Lima estudou também a transmissão de dados a várias frequências com o mínimo de alterações possíveis nos *transceivers*. Seguiu também a arquitetura dos receptores super-heterodinos, para permitir a comunicação a diversas frequências. No final da implementação da camada física, foram feitas algumas alterações de modo a permitir uma recepção transparente ao utilizador ao nível do *firmware*.

Capítulo 3

Simulação

3.1 Sumário

Existem muitas formas de otimizar o sistema de ECG capacitivo, no capítulo Estado de Arte foram apresentadas algumas das melhores formas e as suas vantagens e desvantagens. Neste capítulo serão simuladas duas implementações possíveis para um sistema ECG capacitivo para que da análise sejam extraídos conhecimentos relevantes para a implementação prática.

O simulador usado foi o *TINA simulator* da *Texas Instruments*, um simulador de circuitos analógicos disponibilizado gratuitamente na versão de estudante, ainda que com recursos limitados serve para o propósito desta simulação [47].

Pretende-se simular o sinal cardíaco e o acoplamento capacitivo ao sistema. Para garantir uma experiência o mais próxima da realidade, o sinal ECG utilizado é proveniente da base de dados do *PTB Diagnostic ECG Database* [46].

3.2 O Sinal ECG

Este sinal foi obtido da referida base de dados com uma frequência de amostragem de 100Hz, duração de 10 segundos e uma amplitude máxima de 10mV. A figura seguinte mostra o sinal original.



Figura 3.1: Sinal ECG proveniente da base de dados *PTB Diagnostic ECG Database* [46]

3.3 Os Eléttodos

Os elétródos são capacitivos com uma capacidade de 12pF. Este valor é para um eléttrodo de 10cm², uma constante dielétrica de 1.4, no algodão, a uma distância de 1mm. São usados 3 elétródos dois para aquisição e uma para referenciação. Para que a simulação seja o mais

3.3. OS ELÉTRÓDOS

real possível, toma-se em consideração a capacidade de acoplamento entre os elétrodos e a capacidade existente ente estes e a massa como ilustra a figura seguinte.

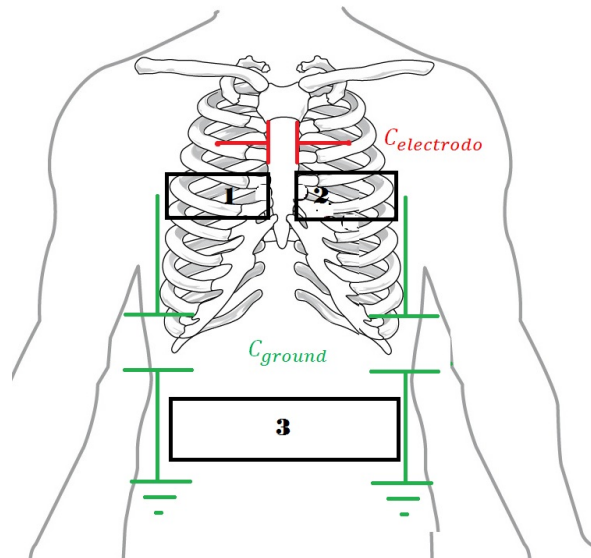


Figura 3.2: Esquema ilustrativo de simulação

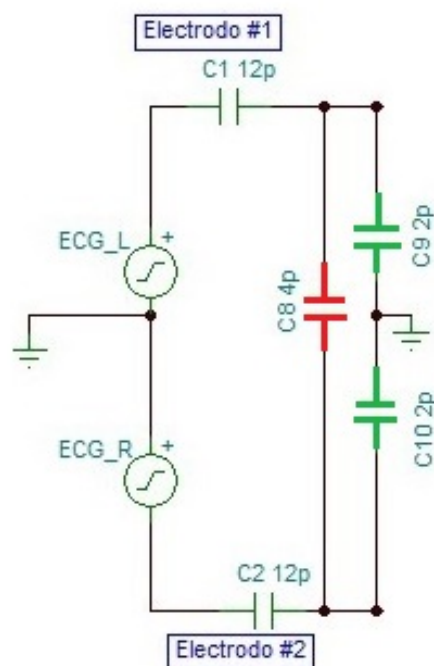


Figura 3.3: Esquema ilustrativo do acoplamento capacitivo entre os elétrodos

3.4 O Circuito

Tendo já o sinal e o acoplamento entre eles, desenhou-se o seguinte circuito:

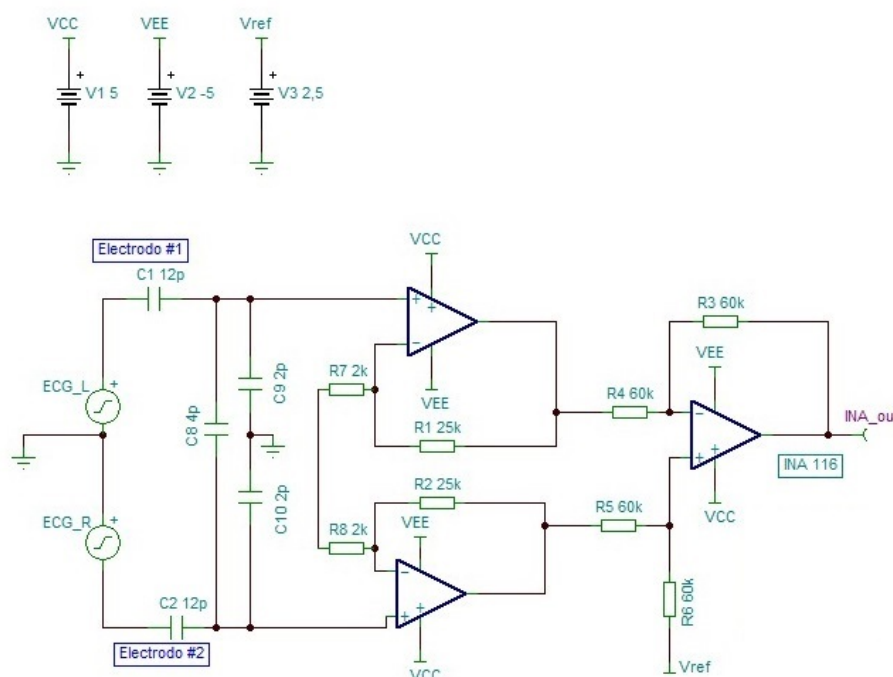


Figura 3.4: Primeiro circuito de simulação, com o amplificador operacional INA116

O amplificador operacional é o *INA116* como descrito na secção Amplificadores Operacionais este tem uma impedância de entrada bastante grande, pinos de *guard* e um ruído bastante baixo. Neste simulador é apresentado de forma discreta. As resistências *R7* e *R8* estabelecem um ganho de $15dB$.

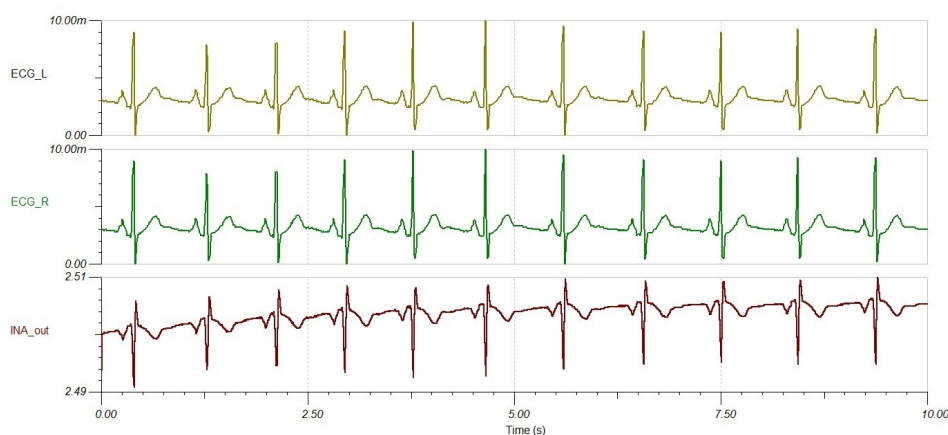


Figura 3.5: Resultados da primeira simulação

3.4. O CIRCUITO

A análise da imagem anterior, mostra que o sinal fica com uma amplitude bastante baixa em torno do V_{ref} pretendido, que neste caso é $2.5V$, com uma componente DC parasita presente do circuito.

Para melhorar este aspeto introduziu-se um acoplamento AC com um filtro passa alto com uma frequência bastante baixa para retirar alguma da componente DC existente.

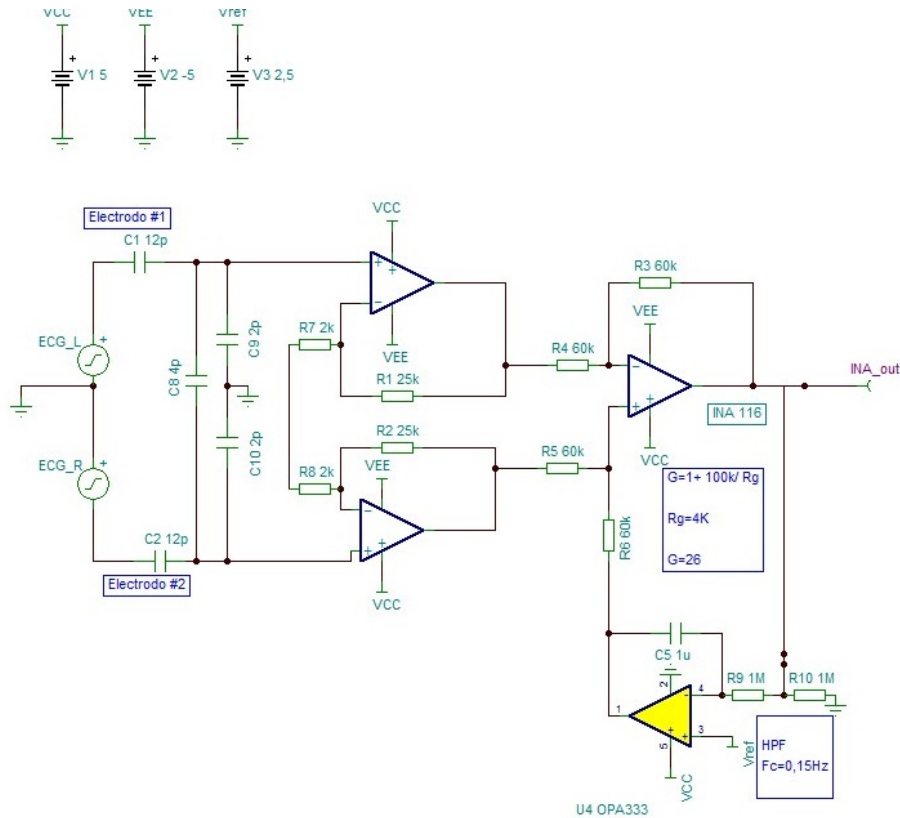


Figura 3.6: Circuito com acoplamento AC e filtragem passa alto.

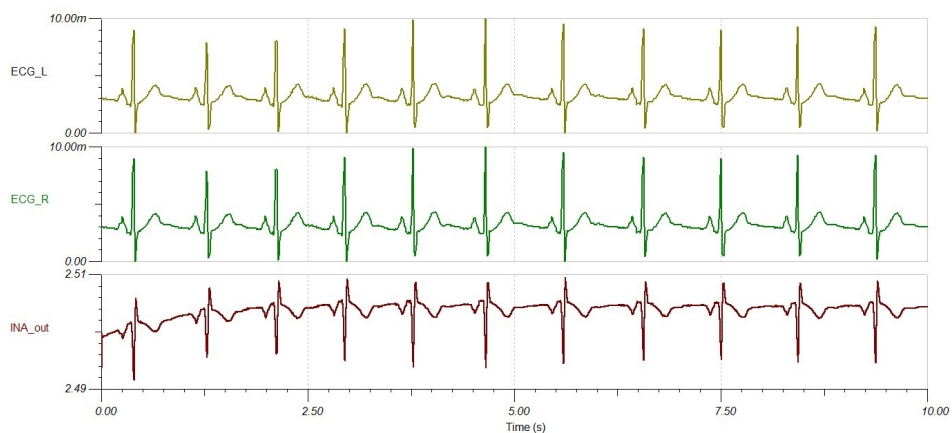


Figura 3.7: Resultados da simulação do circuito anterior.

3.4. O CIRCUITO

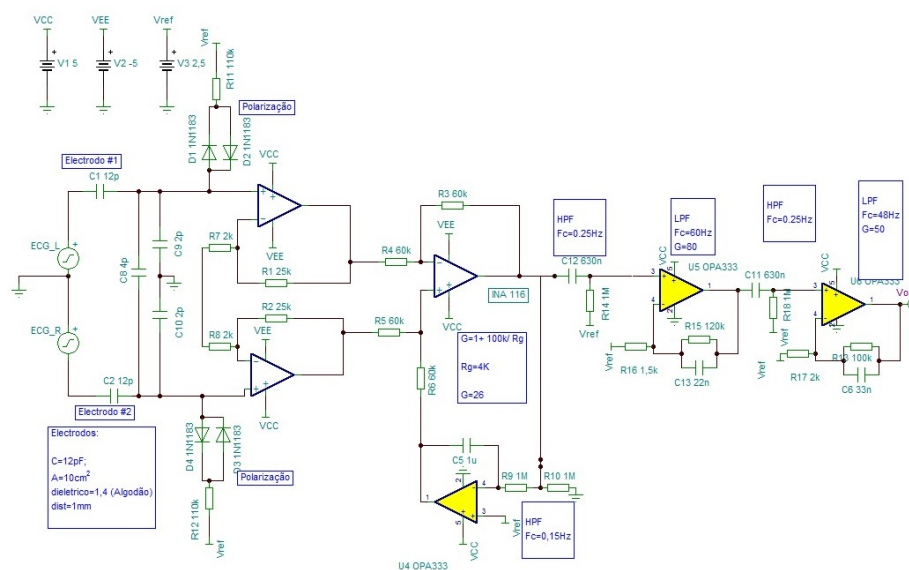


Figura 3.10: Circuito de simulação com introdução de um novo andar com ganho e filtrações passa alto e passa baixo.

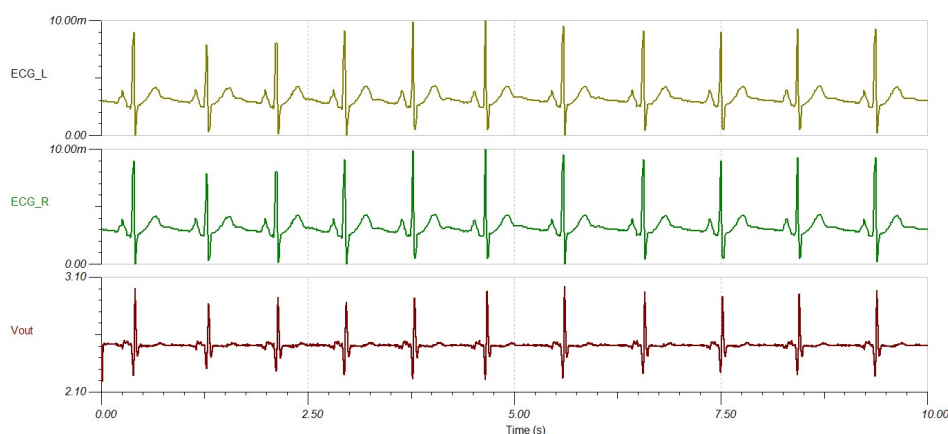


Figura 3.11: Resultados da simulação do circuito da figura 3.10.

Por fim e com o intuito de mostrar a necessidade deste terceiro elétron é acrescentado um buffer seguido de uma filtragem passa-baixo, o conhecido *Driven Right Leg* este circuito destina-se a eliminar o ruído de modo comum eliminando as interferências por cancelamento.

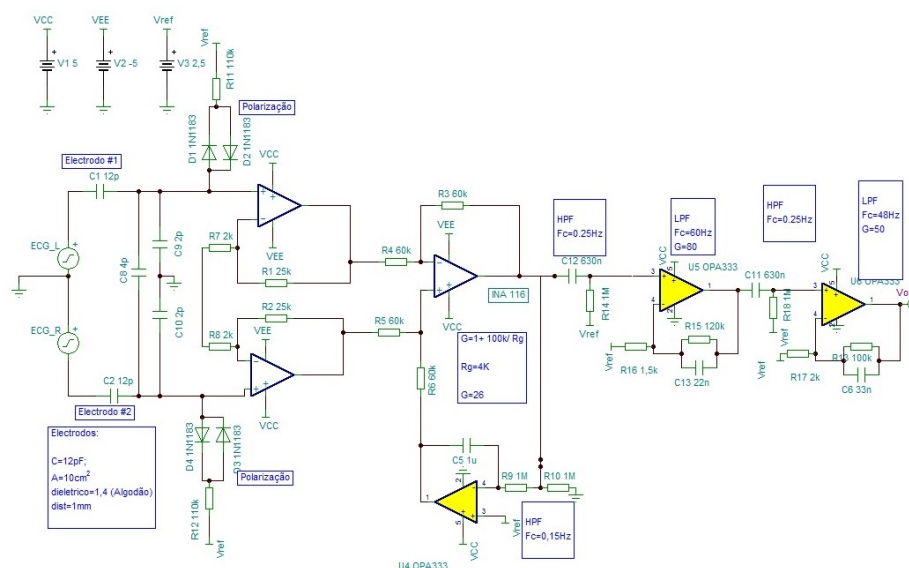


Figura 3.12: Circuito de simulação com introdução do circuito de *Driven Right Leg*.

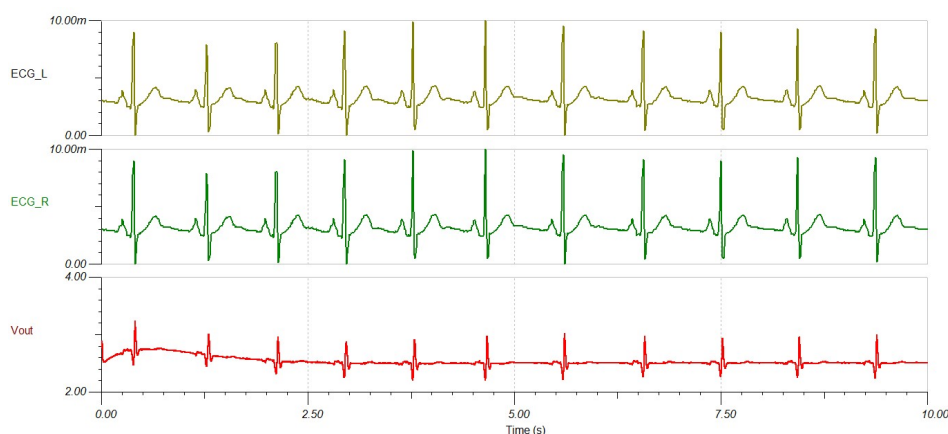


Figura 3.13: Resultados da simulação com o circuito de *Driven Right Leg*.

Verifica-se que existe um tempo de estabelecimento do circuito de perto de 500ms mas que após esse tempo o circuito fica a comporta-se razoavelmente bem e com uma amplitude de aproximadamente 1V.

3.5 Ruído Intrínseco

Tendo o circuito projetado e dimensionado é necessário avaliar a sua resposta ao ruído. Este simulador permite registrar na saída a contribuição de todas as fontes de ruído do sistema nomeadamente resistências e circuitos integrados. Na prática as resistências têm tolerâncias, as fontes têm ruídos e existem outros fatores externos que podem influenciar o bom funcionamento do sistema.

3.6. SEGUNDA SIMULAÇÃO

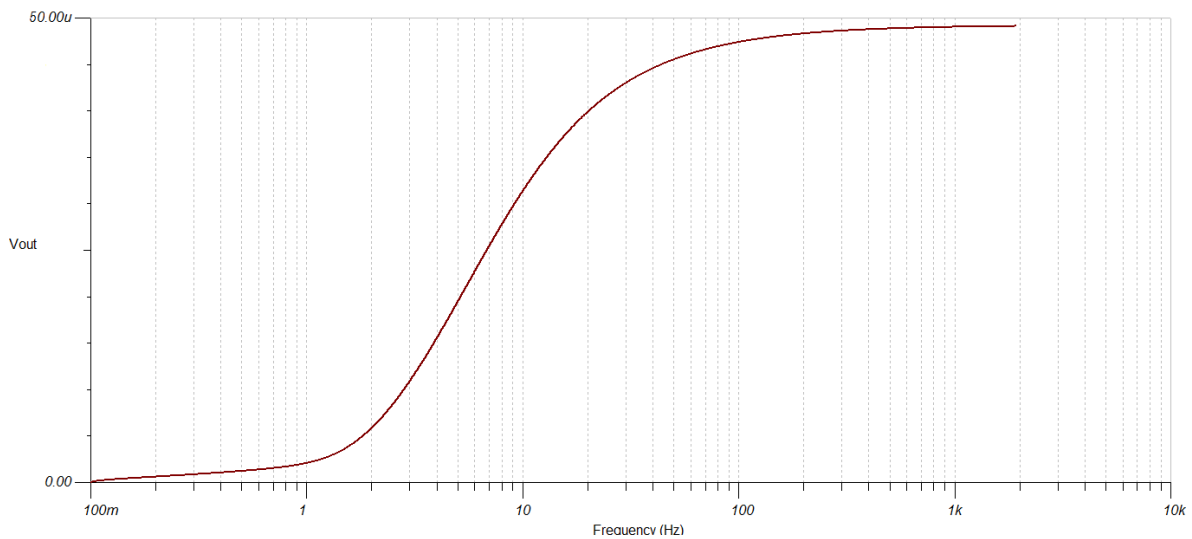


Figura 3.14: Ruído total na saída proveniente de todos os componentes

A figura anterior mostra o ruído total na saída, considerando os ruídos introduzidos pelos componentes. Verifica-se assim que existe um ruído de perto de $40\mu V$ nas frequências de interesse considerando que na saída existe uma excursão de $1V$, o ruído acaba por não afetar o resultado final mas consegue-se ter uma ideia da ordem de grandeza do ruído intrínseco existente neste sistema.

3.6 Segunda Simulação

O primeiro circuito, que mostrou ser capaz de detetar o sinal cardíaco acoplado com capacidades bastantes baixas, serviu de um ponto de partida para se poder desenvolver um circuito mais eficaz. Permitiu também analisar a importância e o efeito dos vários andares, no sinal de saída. Contudo vários autores mostram outras formas de fazer a mesma aquisição com técnicas mais avançadas, com especial relevo na redução do ruído [26].

Na primeira simulação o circuito é diferenciado no primeiro andar e amplificado e filtrado nos restantes, nesta simulação cada eléctrodo tem os seus próprios andares de amplificação e filtragem e posteriormente é diferenciado.

O circuito seguinte mostra o primeiro andar dos eléctrodos. O amplificador escolhido é o INA116, que no circuito é apresentado de forma discreta. Neste circuito é necessário utilizar os *Guard Pins* do integrado, para isso utilizou-se um *buffer* do sinal de entrada, como indica o manual do fabricante, para simular esses pinos. A ideia deste circuito é subtrair ao sinal uma versão deste com uma constante de tempo bastante baixa para que o amplificador apenas amplifique as variações. Assim o filtro passa baixo com $F_c = 0.7\text{Hz}$ na prática comporta-se como um filtro passa alto, visto que as baixas frequências até 0.7Hz não são amplificadas.

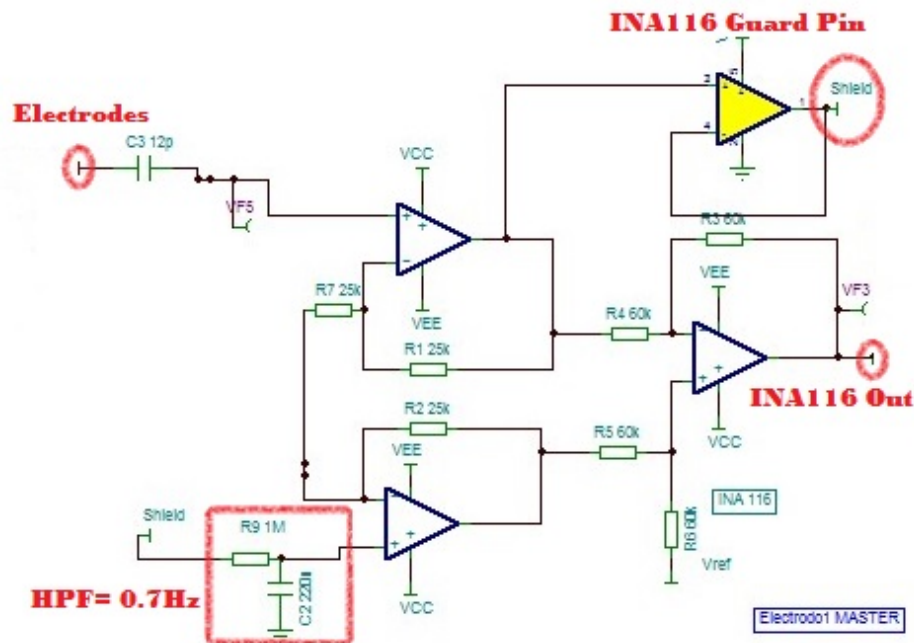


Figura 3.15: Primeiro andar dos Eléttodos

O segundo andar de cada eléttrodo, à semelhança da simulação anterior, é um filtro passa alto com uma frequência de corte baixa, para retirar a componente DC, seguido de um andar de ganho com filtragem passa-baixo, tipicamente menor que 100Hz. O esquema detalhado do circuito simulado encontra-se em anexo no *apêndice A*.

O gráfico seguinte mostra o sinal ECG acoplado capacitivamente com 12pF em todos os eléttrodos. Verifica-se que o circuito reage como esperado e consegue captar e amplificar o sinal. A utilização deste sistema permite a criação de um dispositivo portátil, de baixo consumo e que pode ser integrado numa camisola ou *tshirt*, retirando assim o desconforto dos exames ECG, visto que não existe contacto entre o paciente e os eléttrodos.

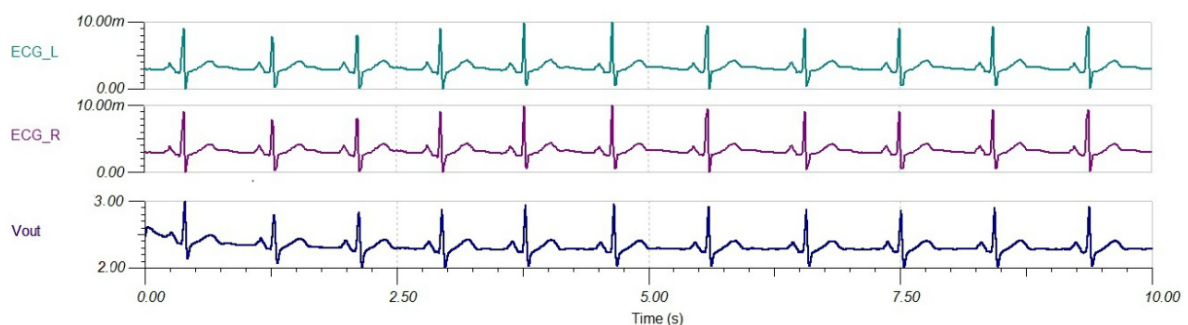


Figura 3.16: Resultados simulados

O sinal V_{out} apresenta uma amplitude de $1V_{pp}$, que pode ser ajustado pelo ajuste das resistências de *feedback*. Verifica-se que existe um tempo de estabelecimento na ordem de

3.7. RUÍDO INTRÍNSECO

200ms para que o sistema fique estável.

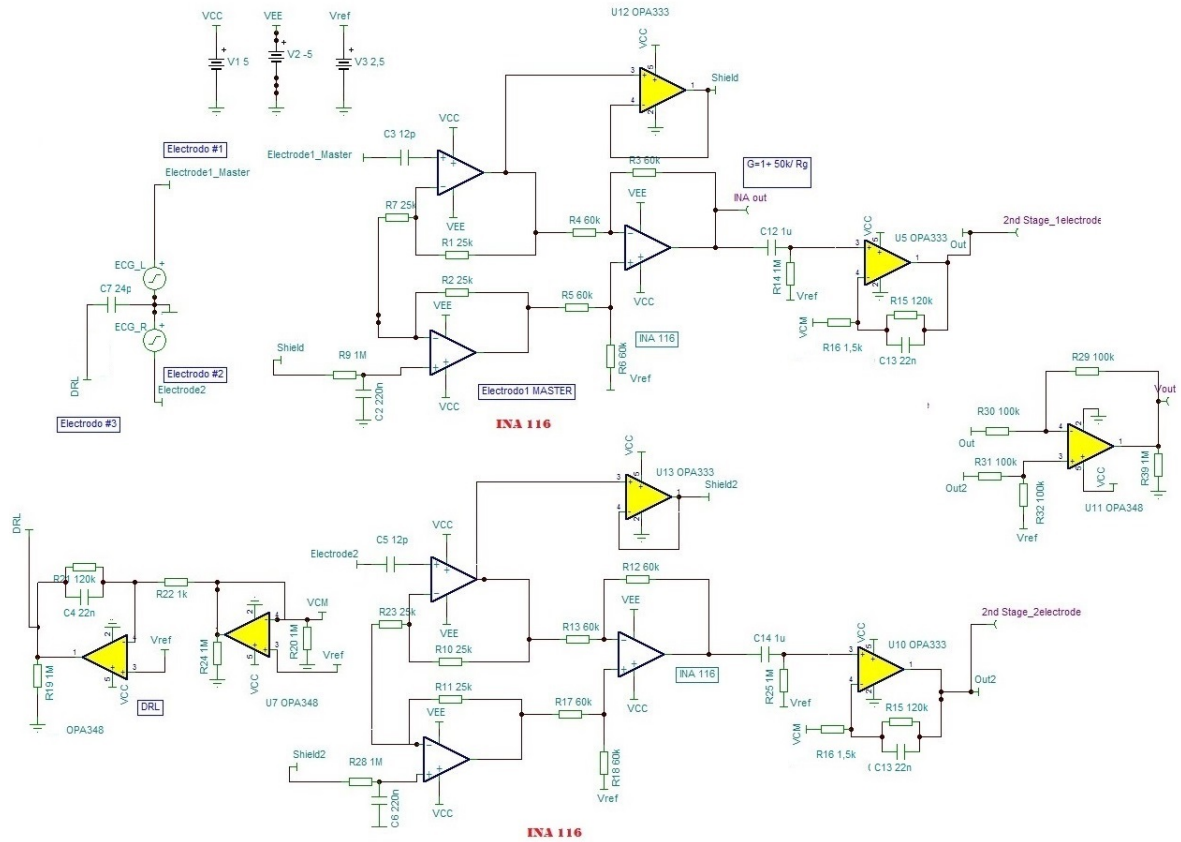


Figura 3.17: Segundo circuito

3.7 Ruído Intrínseco

À semelhança da simulação anterior é necessário ter uma ideia de como se comporta o ruído e qual o seu efeito no sinal. A figura seguinte mostra a análise do ruído no circuito, com a contribuição de todos os componentes. Às frequências de interesse o circuito introduz um ruído de aproximadamente $60\mu V$ com uma amplitude de $1V$ na saída.

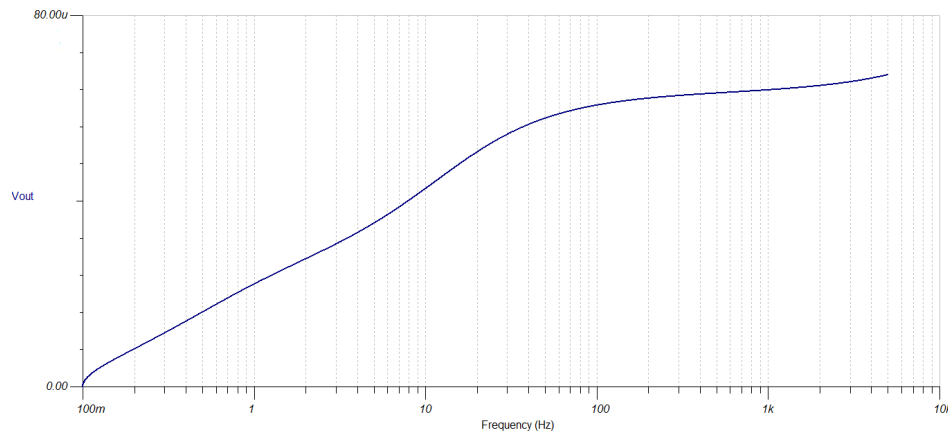


Figura 3.18: Ruído total na saída, proveniente de todos os componentes

3.8 Conclusão

Com esta análise verifica-se que ambos os circuitos são capazes de detetar o sinal cardíaco. É necessário ter em consideração que fontes de ruído externo, nomeadamente o acoplamento do corpo ao sinal de 50Hz, a própria tolerância dos componentes e até mesmo a própria respiração do paciente não é tida em consideração. A respiração causa fricção entre o eletrodo e o a roupa e acaba por carregar a capacidade existente entre eles, levando a uma degradação do sinal. O ruído introduzido pelos componentes no primeiro circuito é mais baixo que no segundo, o que seria de esperar pois no segundo circuito existem mais componentes e o ruído introduzido é maior.

Esta simulação é então um ponto de partida para a produção de um protótipo funcional que permitiu ganhar alguma sensibilidade quanto às especificidades técnicas do circuito.

3.8. CONCLUSÃO

Capítulo 4

O Sistema ECG Capacitivo

4.1 Sumário

Este capítulo destina-se à implementação do ECG capacitivo. Os resultados simulados aparentaram ser promissores e por isso partiu-se para a implementação prática dos respectivos circuitos. Este capítulo vai assim cobrir toda essa fase de prototipagem, desde a escolha de todos os componentes até à produção dos circuitos impressos. Vão sendo comparadas as vantagens e desvantagens de cada uma das implementações e justificados os *layouts* das PCBs.

Pretende-se que estes protótipos sejam robustos, funcionais e de fácil *debug*. Inicialmente será apresentado o esquema detalhado com uma explicação pormenorizada dos vários componentes, seguido da produção e construção das PCBs.

Ao longo deste capítulo vão também sendo explicadas todas as escolhas realizadas e o seu impacto no sistema, como por exemplo a importância do uso de técnicas de *Shielding* e *Guarding* para a redução do ruído. Optou-se por desenvolver os 2 protótipos estudados, para que se possa comparar na prática o seu comportamento.

4.2 Protótipos

4.2.1 Os componentes

Amplificadores Operacionais

A escolha do amplificador operacional pode ser crítica pois existe a necessidade do amplificador ter uma impedância de entrada grande e que introduza pouco ruído no sinal. *Prance et. Al* [27, 28] demonstrou que o uso de amplificadores operacionais de alta impedância de entrada era necessário para resolver o acoplamento de baixas capacidades. Nesta subsecção serão analisados alguns dos amplificadores operacionais, que melhores condições reúnem.

LMC6442 é um amplificador produzido pela *Texas Instrument*, apresentado como sendo ideal para o uso em sistemas alimentados com baterias com um consumo de corrente muito baixo (menos de $1\mu A$) e uma corrente de polarização bastante baixa, tipicamente $5fA$. Este amplificador tem um ganho de $103dB$ e $9.5KHz$ GBWP (*Gain Bandwidth Product*).

LF155/156 é um outro amplificador produzido pela *Texas Instruments* usado essencialmente em *Buffers* de alta impedância, integradores de alta velocidade, circuitos de rápida

4.2. PROTÓTIPOS

amostragem e em conversores digital para analógico (DAC). Tem uma corrente de polarização bastante baixa $30pA$ e uma impedância de entrada $10^{12}\Omega$.

LTC6078/LTC6079 é um amplificador produzido pela *Linear Technology* com características bastante semelhantes ao anterior, corrente de polarização de $0.2pA$, saída *Rail-to-Rail* e baixo consumo energético. É usado em amplificadores de instrumentação, aplicações de baixo consumo energético, amplificadores de sensores de alta impedância e em amplificadores de fotodiodos.

OPA124 é um amplificador de precisão tipicamente usado em eletrônica médica, dado introduzir muito pouco ruído e ter uma corrente de polarização de $1pA$. Utiliza um "cas-code" único patenteado que permite a alta precisão e a baixa corrente de polarização. É usado também para aquisição de dados e em testes de equipamento.

INA116 trata-se de um amplificador desenhado para medição de correntes de fuga, medições de pH e amplificadores de instrumentação. É caracterizado por ter um offset de tensão bastante baixo ($2mV$ no máximo), e uma corrente de polarização de $3fA$.

	Impedância (Ω)	Input Noise @1KHz (pA/\sqrt{Hz})	Input Noise @1KHz (nV/\sqrt{Hz})	I_{bias} (pA)	I_{offset} (pA)	V_{supply} (V)
LMC6442	-	0.0002	200	0.005	0.0025	± 10
LF155	10^{12}	0.01	20	30	3	± 15
LTC6078	-	-	18	0.2	0.1	[2.7–5.5]
OPA124	10^{14}	0.0095	8	1	1	± 10
INA116	-	0.0001	28	0.003	0.001	± 15

Tabela 4.1: Tabela Comparativa entre os diferentes amplificadores operacionais

Pela análise da tabela anterior verifica-se que o *Opamp* com melhores características para o primeiro andar dos protótipos é o INA 116.

Restantes Componentes

Em simulação foram utilizados opamps com baixo ruído e com baixo offset, para a construção deste protótipo optou-se por utilizar o *OPA348*, para o segundo andar dos protótipos. Um amplificador de precisão com baixa tensão de *offset* usado essencialmente em equipamentos portáteis e em aparelhos médicos.

Os díodos antiparalelos usados nos elétrodos foram os díodos *NPX1PS76SB10* com baixa capacidade, pequenas dimensões e uma corrente de polarização baixa. Usado essencialmente em aplicações de proteção e de comutações rápidas.

As resistências e condensadores foram usados com o *package R0603* e *C0603*, respectivamente, componentes de precisão. Estas precisões são necessárias pois alterações nos valores de capacidade e de resistência poderiam levar a frequências de corte nos filtros diferentes condicionando assim o bom funcionamento do sistema.

4.2.2 Esquema Elétrico do Primeiro Circuito

O esquema elétrico é praticamente igual ao da simulação, mas com pequenas alterações. O sistema ECG Capacitivo vai ser interligado ao sistema de Comunicação Capacitiva, assim

o protótipo do ECG Capacitivo vai ter 3 ligações em comum com a Comunicação Capacitiva, a alimentação (3V), o *ground* e o sinal ECG, que vão ser feitas através de um *Pin Header* de muito pequenas dimensões. O amplificador INA116 necessita de 5V de alimentação para isso recorreu-se a um *step up* REG710 capaz de converter a tensão de alimentação fornecida pela Comunicação Capacitiva, 3V, em 5VDC. O esquema elétrico do protótipo encontra-se em anexo no *Apêndice C*.

4.2.3 A PCB

O desenho da PCB pode se tornar crítico é necessário ter bastante cuidado com o *routing* do sinal para evitar perdas. Apesar do sinal obtido capacitivamente ser de baixa frequência a proximidade dos componentes e a espessura da linha podem ser preponderantes no bom funcionamento do sistema. O *datasheet* do INA116 mostra alguns cuidados a ter com os pinos de entrada, nomeadamente a forma como o *Guard* deve ser ligado.

Para facilitar o *debug* forma introduzidos pontos de teste, e as resistências que determinam o ganho do sistema, de fácil acesso para que se possa testar com vários ganhos.

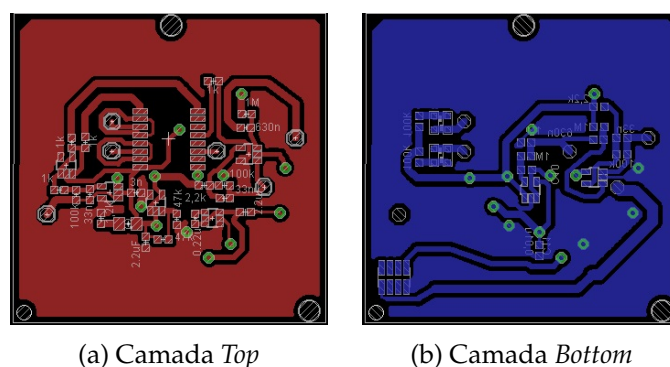


Figura 4.1: Desenho da PCB

Esta placa é de dupla face onde as linhas de alto ganho são afastadas de outros sinais variantes no tempo, para evitar contaminações do sinal, ou até mesmo um *feedback* positivo obtido capacitivamente, que levaria à oscilação do amplificador.



Figura 4.2: Desenho da PCB mostrando em detalhe os pinos de *Guard*

Esta imagem mostra a forma como os pinos de *Guard* devem ser ligados, informações

4.2. PROTÓTIPOS

mais detalhadas sobre o fenómeno e importância de *Guarding e Shielding* podem ser obtidas na secção *Guarding e Shielding* e mais informação sobre a forma de como ligar o *Guard* pode ser obtida no manual do fabricante.

4.2.4 Construção da PCB

A placa foi construída nas instalações da Universidade de Aveiro, e ficou aproximadamente com 50mmx50mm, tamanho igual à PCB desenvolvida para a Comunicação Capacitiva.

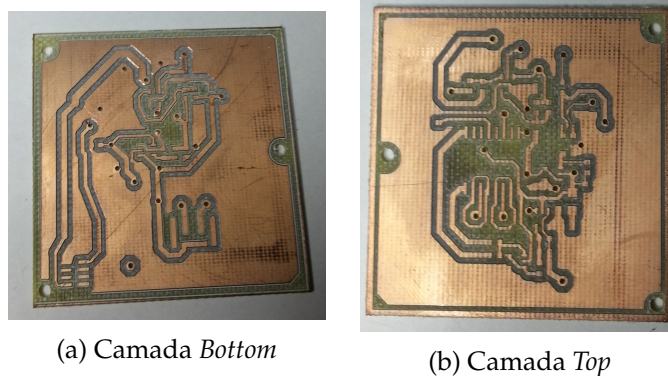


Figura 4.3: Imagem da PCB depois de construída

Após a construção da placa, foi-lhe dado um banho de estanho frio para facilitar a solda, dar um acabamento melhor e não permitir a oxidação do cobre.

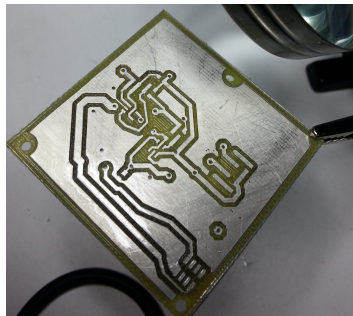


Figura 4.4: Fotografia da placa após o banho de Estanho frio

4.2.5 Esquema Elétrico do Segundo Circuito

O Esquema elétrico acaba por ser bastante semelhante ao protótipo anterior, mas recorre-se a uma técnica de *Shielding* ativo para melhorar a qualidade do sinal. A inovação neste protótipo é o andar de entrada que conjuga o *Shield* com filtragem. O esquema elétrico com todos os circuitos e a forma como estes se interligam encontra-se no apêndice C.

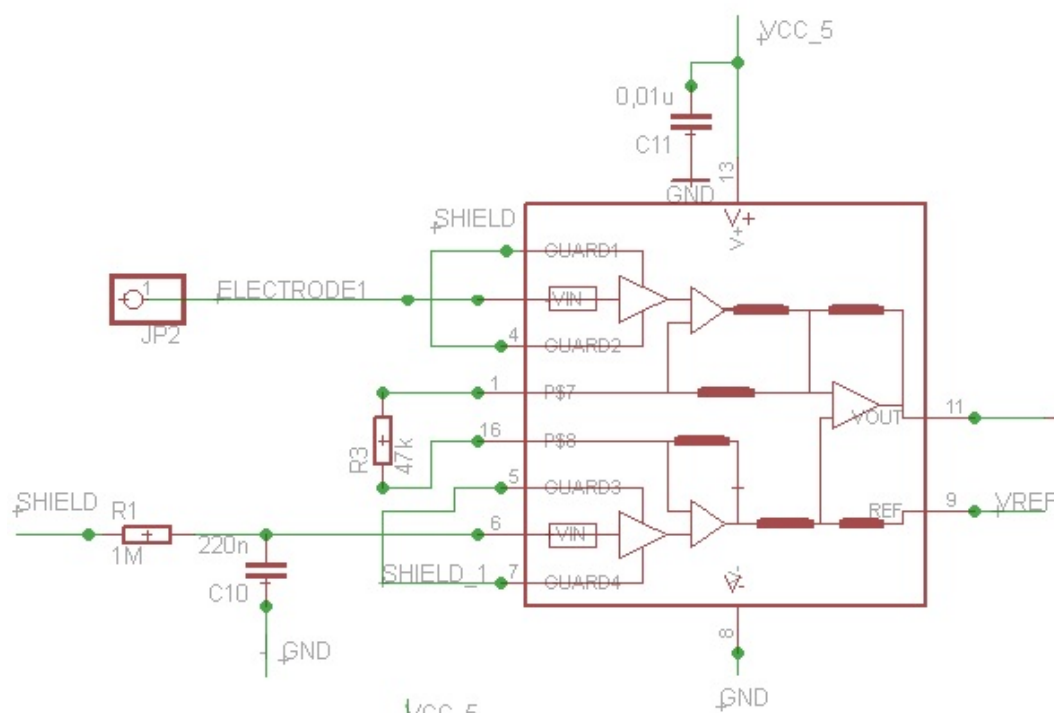


Figura 4.5: Circuito do primeiro andar do segundo Protótipo

O *Shield*¹ contém uma cópia do sinal de entrada, tanto na entrada inversora como na entrada não inversora, este sinal é atrasado uma fração de tempo muito baixa e subtraído ao sinal original. Ou seja na prática o amplificador apenas amplifica as diferenças. O filtro passa-baixo pela resistência *R1* e pelo condensador *C10* na prática funciona como um filtro passa-alto com uma frequência de corte de 0.1Hz. Desta forma cada elétrodo usa a mesma configuração. Comparando com o primeiro protótipo, o sinal dos dois elétrodos é diferenciado e amplificado. Nesta segunda versão, o sinal é comparado com uma versão atrasada dele próprio retirando as componentes de baixa frequência, onde após uma filtragem e amplificação os sinais dos dois elétrodos são comparados.

Outra forma de melhorar o primeiro protótipo foi a criação de elétrodos ativos, com um *shield* ativo. Na prática cada elétrodo tem o seu circuito apenas numa camada da PCB e a camada oposta é usada para criar um elétrodo. À volta deste elétrodo existe uma linha condutora circundante ao cobre que funciona como shield. Este shield circunda da mesma forma o circuito, criando assim um shield ativo. Para diminuir ao máximo a capacidade de acoplamento entre o *shield* das duas camadas, uma PCB extra fina deve ser usada com bastantes vias. De notar também a falta de polarização no elétrodo, como o INA116 tem uma impedância de entrada, qualquer circuito de polarização iria degradar a performance do sistema em relação ao ruído. O INA116 tem a capacidade de carregar a entrada *floating* para um ponto de operação, dentro do range permitido, pouco tempo após o arranque do sistema. O que leva a que este sistema seja *bias free* [14]. O circuito de *DRL* é igual ao do primeiro protótipo.

¹Em anexo no *Apêndice E* encontra-se uma explicação mais completa e aprofundada sobre técnicas de *Shielding* e *Guarding* e a sua importância nos sistemas.

4.2. PROTÓTIPOS

Em resumo, esta segunda versão tem um sistema mais sofisticado de *shielding*, os elétrodos são ativos e integrados nas placas, requer ainda mais cuidados com a construção da PCB e é um sistema sem polarização. Para adicionar mais elétrodos é apenas necessário reproduzir os elétrodos e compara-lo com os sinais já existentes ou seja a expansão para o ECG médico tradicional é mais simples. O primeiro protótipo já não tinha esta facilidade. Em contrapartida são necessárias construir 3 PCBs com apenas uma camada para *routing*. Existe a possibilidade de criar as PCBs em placas de 4 camadas, contudo a capacidade de acoplamento entre o shield aumentaria, aumentando consequentemente o nível do ruído.

4.2.6 Construção da PCB Segundo Protótipo

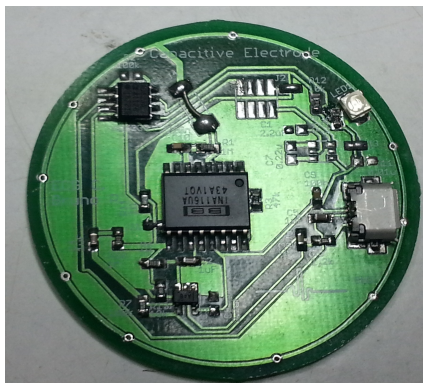
Como descrito anteriormente, a construção e desenho da PCB deve ser bastante cuidado. Numa das camadas apenas existe *routing* com *shield* em todo o redor do circuito e na camada oposta existe o elétrodo com o mesmo shield.

À semelhança do protótipo anterior existem 3 elétrodos, ou seja foram criadas 3 PCBs uma PCB chamada de *Electrode Master* tem o elétrodo, alimentação, que é distribuída para os outros elétrodos, e faz a diferenciação dos sinais, neste caso apenas de um elétrodo. Outra PCB denominada de *Electrode 2* apenas capta o sinal e envia o sinal para o *Electrode Master* comparar. O último elétrodo DRL é igual ao primeiro protótipo.

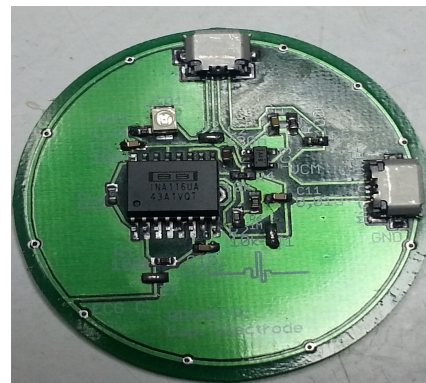
De notar que todos os elétrodos têm exatamente a mesma área, espessura de *shield* e distância ao mesmo. Os *Layouts* das várias PCBs bem como os respetivos esquemáticos encontram-se em anexo no Apêndice C.

4.2.7 Assemblagem das Placas

As placas foram construídas numa empresa externa, *GuimoCircuitos* em Guimarães e posteriormente assembladas. As fotografias seguintes mostram o resultado final.

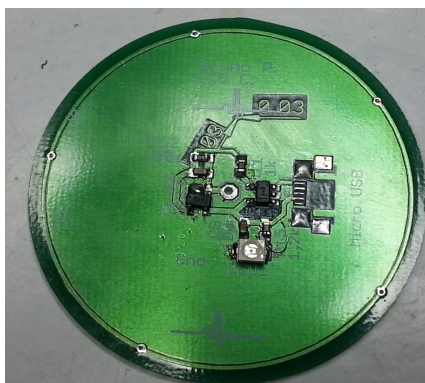


(a) Assemblagem do *Electrode 1 Master*

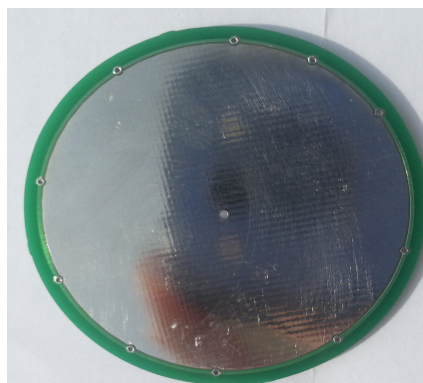


(b) Assemblagem do *Electrode 2*

Figura 4.6: Imagem da PCB depois de construída e com os componentes soldados



(a) Assemblagem do *Electrode DRL*



(b) Camada *Bottom* igual nas 3 placas

Figura 4.7: Imagem da PCB depois de construída e com os componentes soldados

Capítulo 5

Comunicação Capacitiva

5.1 Introdução

A transmissão do sinal eletrocardiograma é o próximo passo no desenvolvimento deste sistema. Pretende-se usar o corpo Humano como canal de transmissão o que como já foi discutido tem diversas vantagens em relação ao uso de comunicação por sinais RF.

Este tipo de comunicação tem sido alvo de um estudo contínuo ao longo de vários anos e por isso o trabalho realizado teve como base esses mesmos estudos. Para uma melhor compreensão do trabalho que já foi realizado nesta área, será dada uma descrição do diagrama de blocos do *transceiver* existente para assim se identificarem os possíveis pontos que possam ser melhorados.

5.2 Arquitetura do *transceiver* desenvolvido

Como todos os *transceiver*, este pode ser dividido nos circuitos de emissão e recepção o emissor até aqui desenvolvido tem o diagrama de bloco como mostra a figura seguinte.

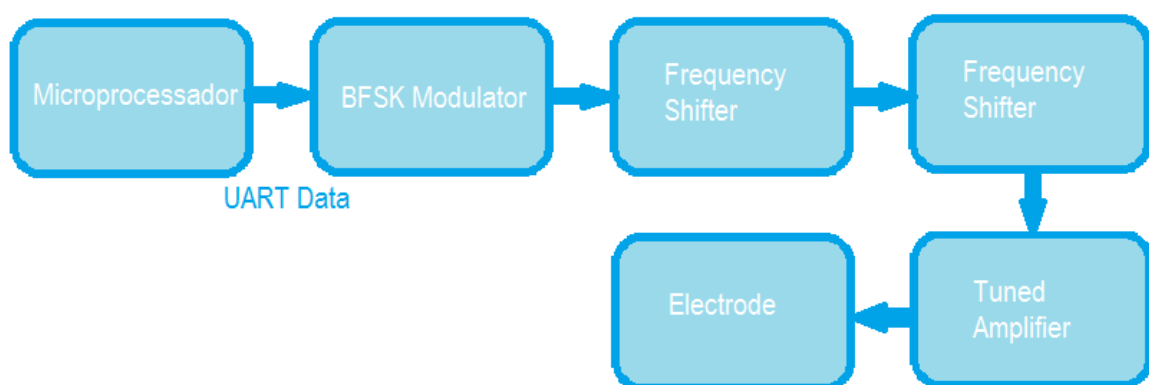


Figura 5.1: Arquitetura do emissor desenvolvido

Inicialmente os dados série a transmitir vão entrar num modulador BFSK, cujas frequências são elevadas para uma banda favorável ao canal de transmissão (o corpo humano). Vários estudos mostram que frequências na ordem de 10.7MHz são as frequências mais indicadas

para a propagação de um sinal no corpo Humano [29]. Por último existe um amplificador que faz o *drive* do eletrodo (como veremos mais tarde este é uma placa metálica, em substituição da antena).

5.2.1 BFSK modulator

Na modulação BFSK, o sinal modulante é um sinal digital binário. Para transmitir o nível lógico '1' a frequência correspondente será $f_1 = f_p + \Delta f$ e para transmitir o nível lógico '0' a frequência correspondente será $f_1 = f_p - \Delta f$ onde Δf é o desvio de frequências usado.

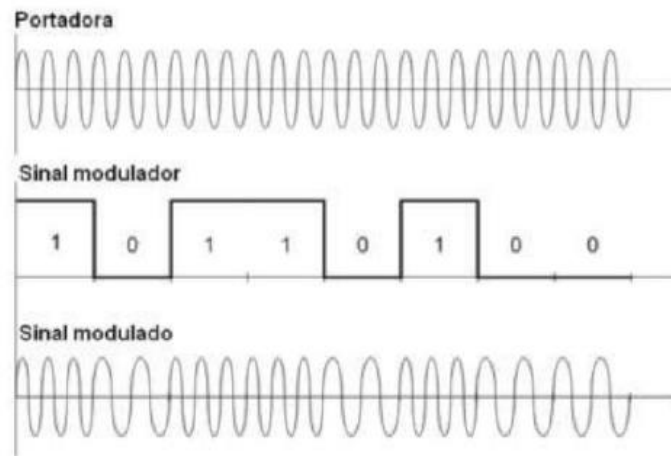


Figura 5.2: Modulação BFSK

Recorre-se a um microprocessador para a efetuar modulação *BFSK*, utilizando um canal Pulse Width Modulation (PWM), com a função de *input change notification* dos pinos da Universal Asynchronous Receiver/Transmitter (UART) para efetuar a modulação pretendida. Sempre que existe uma mudança no pino de entrada é gerada um interrupção e na rotina de serviço à interrupção e assim é alterada a frequência do sinal PWM, originando o sinal modulado (ver figura 5.3).

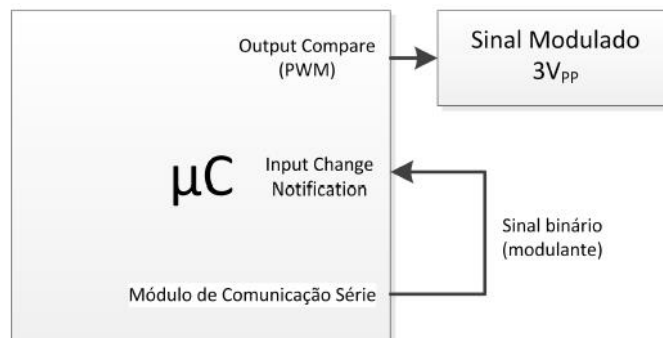


Figura 5.3: Exemplo ilustrativo da criação do sinal modulado

A saída PWM tem as seguintes características:

- Frequência: 667KHz o nível '0' e 800KHz o nível '1'
- Duty-Cycle: 50
- Excursão do sinal 3V (Valor de alimentação do microcontrolador)

5.2.2 Frequency Shifter

Para a elevação da frequência de trabalho foi usado um circuito integrado, *SA602A* [43] cujo *mixer* é utilizado essencialmente para sinais de amplitude reduzida para frequências mais baixas. É um recetor que tem bom consumo perto de $2.4mA$ alimentado a 5V. Dado que necessita de uma alimentação de 5V é introduzido um *Charge-Pump*, *REG170* da *Texas Instruments*. Assim para colocar o sinal modulado ($3V_{pp}$) dentro da gama de amplitudes do mixer é necessário atenuar o sinal. Além da atenuação, o sinal é também filtrado na procura de reduzir algum ruído existente e remover a componente DC.

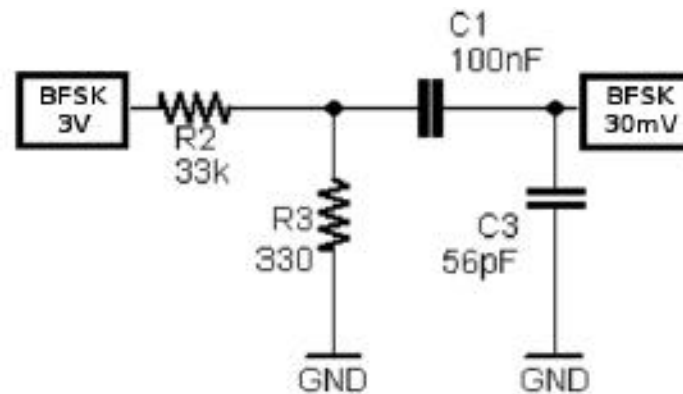


Figura 5.4: Divisor resistivo utilizado para atenuar o sinal FSK gerado pelo microcontrolador.

A figura seguinte mostra o circuito utilizado para mudar a frequência do sinal à saída do microcontrolador para a frequência intermédia. É também usado um filtro cerâmico o *SFEC10M7*, para eliminar uma das bandas do mixer, e os harmónicos do sinal Frequency Shift Keying (FSK) quadrado. Este filtro fora da gama de interesse tem uma atenuação de $30dB$.

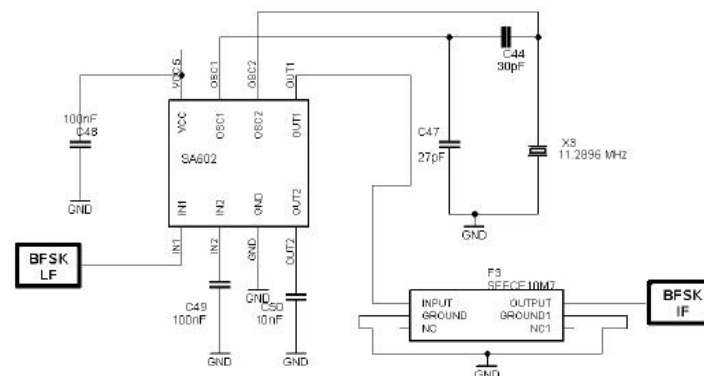


Figura 5.5: Circuito de conversão do sinal FSK de baixa frequência para alta frequência

$$f_{1RF} = 10.6\text{MHz} \Rightarrow 10.6\text{MHz} = f_{ol} - f_{1IF} \Rightarrow f_{1IF} = 667\text{KHz} \quad (5.1)$$

$$f_{0RF} = 10.8\text{MHz} \Rightarrow 10.8\text{MHz} = f_{ol} - f_{0IF} \Rightarrow f_{0IF} = 800\text{KHz} \quad (5.2)$$

Ou seja, quando na entrada do microcontrolador existe uma transição ascendente a frequência do PWM deve ser alterada para $f_{1IF} = 667\text{KHz}$, na transição contrária a frequência do sinal PWM deve ser alterada para $f_{0IF} = 800\text{KHz}$.

5.2.3 Frequency Shifter

Este bloco tem como objetivo poder transmitir a outras frequências diferentes da frequência teoricamente ideal, 10.7MHz. O circuito usado é o mesmo que apresentado na figura anterior, sem a necessidade de ter o filtro cerâmico, nem da atenuação da entrada, pois o sinal já se encontra atenuado. Fazendo o *bypass* deste bloco a frequência a transmitir será de 10.7MHz.

5.2.4 Tuned Amplifier

Para finalizar o emissor, implementou-se um Amplificador sintonizado. Este amplificador é constituído por um transistor de RF com boa largura de banda, elevado ganho de potência e baixo nível de ruído. BFR520 da NPX é o transistor usado em aplicações específicas de RF portanto de grande fiabilidade. No coletor do transistor é usado um circuito ressonante com uma bobina e um condensador variável em paralelo. O amplificador sintonizado tem várias vantagens: existem menos perdas de energia, os componentes reativos L e C idealmente não dissipam energia e existe uma maior seletividade, isto é amplifica uma gama de frequência desejada, daí o uso de um condensador variável, para aumentar essa seletividade.

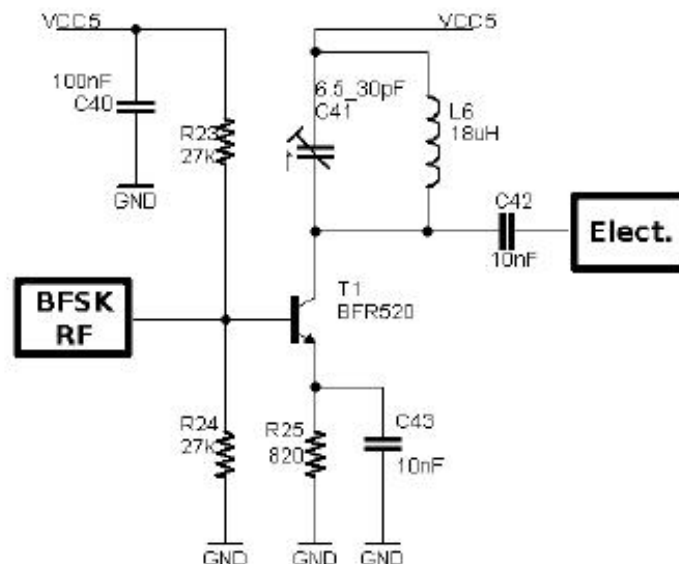


Figura 5.6: Circuito do amplificador sintonizado

O elétrodo é comum à recepção e a emissão, assim quando o *transceiver* se encontra em modo de recepção o emissor é desligado. A alimentação é a tensão de saída do *charge-pump* regulado a 5V, o que permite que quando se ativa o modo emissor o transístor fique despolarizado.

5.3 Diagrama de blocos do Recetor desenvolvido

O recetor é a parte mais importante do *transceiver*, é necessário ter especial atenção aos componentes a utilizar por forma a maximizar a sua performance evitando degradar do sinal. O recetor é apresentado no diagrama de blocos da figura seguinte.

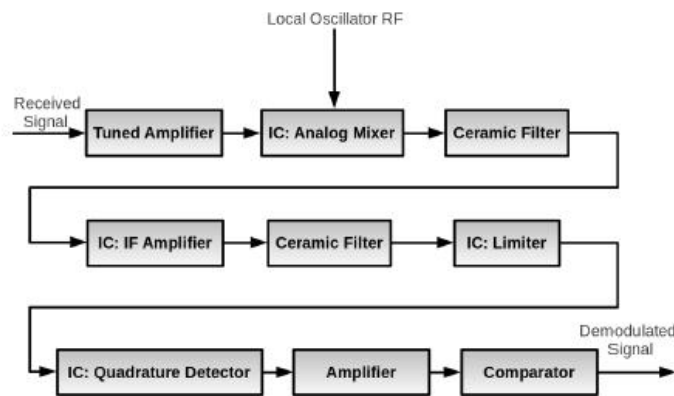


Figura 5.7: Diagrama de blocos do Emissor

Para uma melhor compreensão da arquitetura do recetor, cada bloco será descrito detalhadamente.

5.3.1 Tuned Amplifier

O principal objetivo deste amplificador é permitir uma maior seletividade e operar como *buffer* de entrada. Visto que este amplificador sintonizado, que recorre a MOSFETs de depleção em configuração fonte-comum e dreno-comum, tem uma capacidade de entrada muito reduzida na ordem dos 21pF. Os valores de L e C foram escolhidos para uma transmissão da 10.7MHz. Como explicado anteriormente o facto da frequência de ressonância deste circuito se encontrar a 10.7MHz as frequências adjacentes serão bastante atenuadas.

5.3. DIAGRAMA DE BLOCOS DO RECETOR DESENVOLVIDO

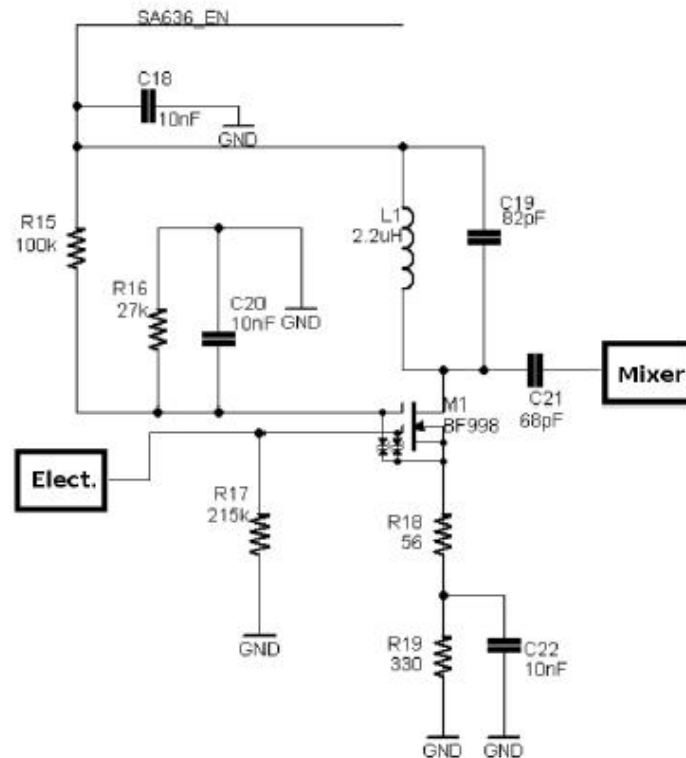


Figura 5.8: Circuito do amplificador sintonizado correspondente ao andar de entrada

5.3.2 Analog Mixer

O sinal recebido encontra-se à frequência de transmissão é por isso necessário passar o sinal para a frequência intermédia. O componente usado para esse efeito é o recetor FM, SA636. É um componente que possui um *mixer*, um oscilador, um amplificador de frequência intermédia, um limitador, um detetor de quadratura e um indicador de potência do sinal recebido.

Ao desmodular o sinal é necessário ter atenção às frequências imagem, provocadas pela mistura da frequência recebida com a frequência do oscilador local.

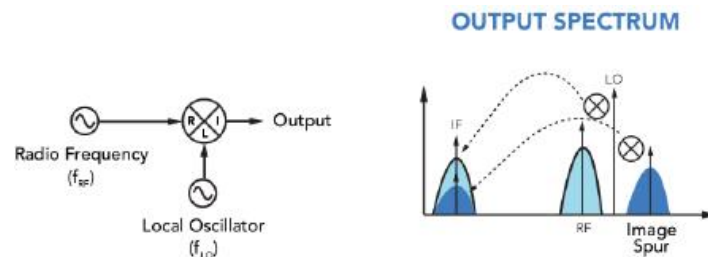


Figura 5.9: Diagrama de blocos do SA636

Como o bloco anterior é um amplificador sintonizado à frequência intermédia de elevada seletividade, este vai rejeitar a frequência imagem.

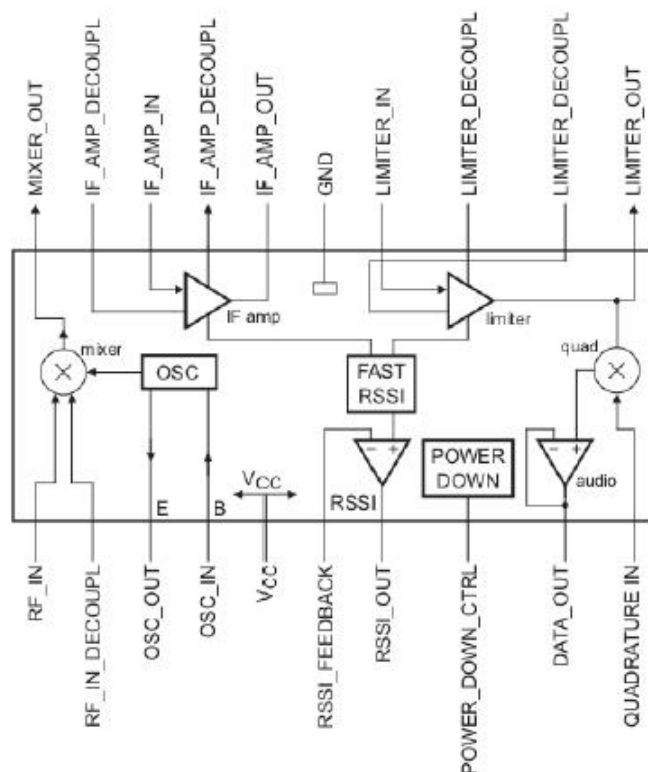


Figura 5.10: Adição do sinal à frequência imagem com o sinal pretendido

O principal objetivo deste bloco é limpar a frequência intermédia do ruído e da modulação em amplitude. O amplificador de frequências intermédias é utilizado para fornecer ganho numa gama estreita de frequências, centrada na frequência intermédia. O limitador tem como objetivo eliminar possível informação AM, para isso é aplicada uma quantidade grande de ganho por forma a saturar superiormente e inferiormente o sinal, eliminando alguma modulação em amplitude que possa existir. Note-se que não existe qualquer informação em amplitude, a informação a transmitir encontra-se em frequência.

O SA636 encontra-se otimizado para a frequência intermédia de 10.7MHz, o que leva a que as impedâncias de entrada e saída já se encontrem otimizadas para o uso de filtros de cristal ou cerâmicos, não necessitando de recorrer a uma adaptação de impedâncias. O filtro cerâmico usado é o *SFEC10M7* o mesmo utilizado na transmissão.

5.3.3 O Desmodulador

Após o sinal ter sido processado, filtrado e amplificado é necessário desmodular o sinal para recuperar a informação contida neste.

Para desmodular um sinal modulado em amplitude é necessário recorrer a um detetor de quadratura, existente no integrado SA636. O detetor de quadratura é constituído por um detetor de fase existente no SA636 e um circuito de quadratura externo. Um detetor de fase é um mixer em que os sinais aplicados têm a mesma frequência mas diferentes fases, o que vai produzir à saída um sinal em banda-base proporcional às variações de frequência.

O detetor de quadratura é um circuito RLC paralelo que tem a função de criar desvios de

5.3. DIAGRAMA DE BLOCOS DO RECETOR DESENVOLVIDO

fase proporcionais ao desvio de frequência do sinal, em relação à frequência de ressonância do circuito.

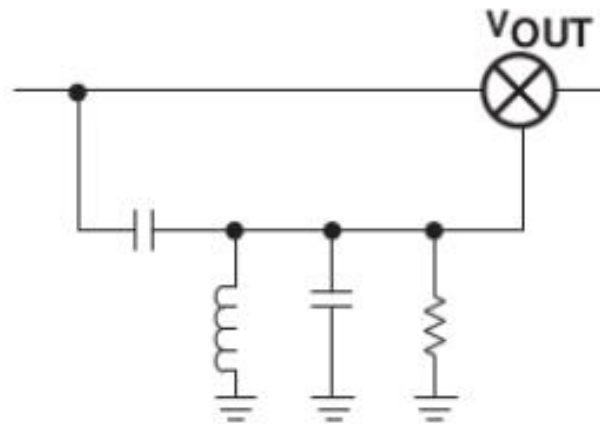


Figura 5.11: Detetor de quadratura simples.

Para uma sintonia mais fina foi introduzido um *varicap*, que permite que a sintonia seja feita pelo próprio microcontrolador, que permite grandes variações de capacidade com diferenças de tensão até 3V.

O microcontrolador gera um sinal PWM, seguido de um filtro passa-baixo, originando um sinal DC. Quando o microcontrolador aumenta a frequência do sinal PWM, o sinal DC sobe e quando a frequência desce o sinal DC desce também.

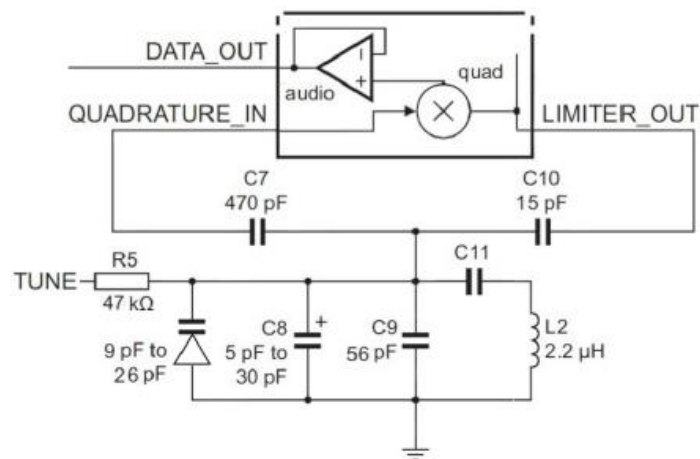


Figura 5.12: Circuito utilizado para o detetor de quadratura

5.3.4 Amplifier

Como referido, o sinal à saída do detetor de quadratura tem uma amplitude reduzida, é por isso necessário proceder à amplificação deste sinal para que se possa retirar a informação correta do sinal.

Foi utilizado um op-amp *LMH6646* da *Texas Instruments*, trata-se de um *op-amp rail-to-rail*, com um consumo muito reduzido de $650\mu A$. Teoricamente a saída deste andar deveria ser de $0aV_{cc}$, contudo existe uma componente DC que também será amplificada e que caso seja bastante amplificada ultrapassa o limiar de decisão do bloco seguinte, levando a erros na informação recebida, para tal não acontecer o ganho usado neste andar é de $3.75V/V$.

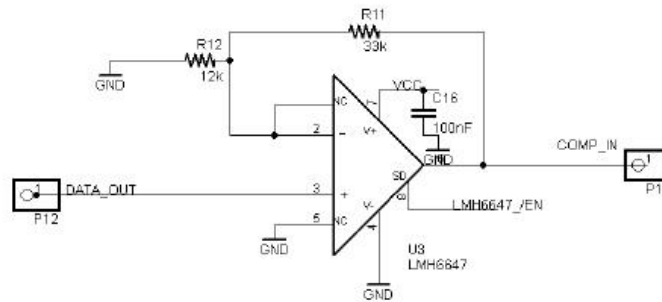


Figura 5.13: Circuito utilizado na ampliação do sinal desmodulado

5.3.5 Comparator

Tendo já o sinal desmodulado, filtrado e amplificado resta proceder à decisão. Para isso recorreu-se a um comparador, onde a saída V_{cc} é considerada o nível lógico '1' e a saída $0V$ é considerada nível lógico '0'. Para poupar componentes e melhorar o consumo o comparador usado é o do microcontrolador. O microcontrolador consegue gerar tensões de $0V$ a $2.37V$, sendo estas tensões usadas para referência. A tensão de referência pode ser programada de acordo com o nível médio do sinal desmodulado e posteriormente amplificado. Ou seja sintonias incorretas na malha de quadratura, pode não levar a ocorrência de erros pois a tensão de referência é ajustada.

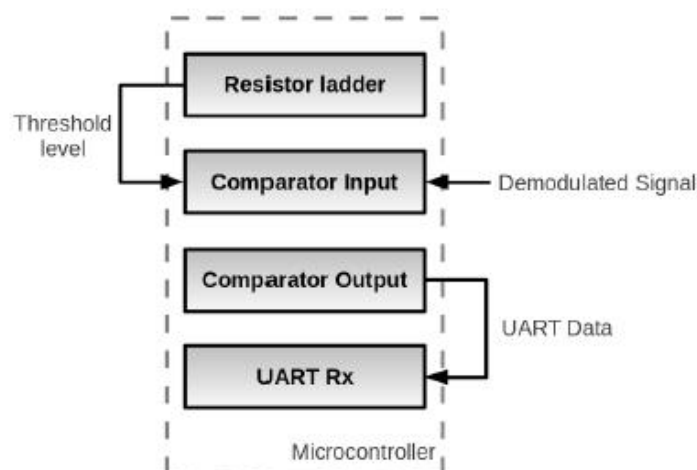


Figura 5.14: Representação dos módulos internos do microcontrolador constituintes do Circuito de decisão

5.4 Alterações Realizadas

As principais modificações realizadas foram: a substituição do microprocessador e a diminuição das dimensões da PCB. O microprocessador usado foi o *PIC24F128GA102*, devido aos módulos que este possui. Necessariamente o microprocessador terá que ter um módulo ADC com 4 canais, 2 sinais *Output Compare* para gerar o sinal *FSK* e o sinal *PWM* necessário para o tuning do varicap, 2 módulos UART para transmissão e recepção da informação dos *transceiver*, 2 módulos comparadores e um módulo *Change Input Notification* necessário para gerar a interrupção para alterar a frequência do sinal *PWM*.

Apesar do *PIC24F128GA102* apresentar todos os módulos necessários, existem na atualidade microcontroladores com melhores características. Um deles é o *PIC24FJ128GA310* da *microchip*, um microcontrolador com tecnologia nanoWatt onde consome tipicamente 340nA e 10nA em modo *sleep*. Tem um oscilador interno de 8MHz e 32KHz, 4 canais UART, uma resolução do sinal PWM de 16bits, entre outros módulos. Tem apenas o inconveniente de ter um *package* de 64 pinos, contudo acaba por ocupar uma menor área que o antigo microprocessador e passam a existir pinos livres para puderem serem criadas expansões para trabalhos futuros.

As dimensões da placa PCB, que se encontra com 60x60mm com duas camadas, recorrendo a uma tecnologia com 4 camadas consegue-se poupar mais espaço na placa, tornando o dispositivo mais compacto. A escolha de componentes com *packages* mais pequenas contribuí também para a redução do espaço, tornando o protótipo ainda mais pequeno. Os cristais foram substituídos por cristais SMD (AMB8 da *Abracon*) e acrescentado um *socket*, ligado a entradas e saídas disponíveis do microprocessador para expandir para projetos futuros, e no caso deste projeto em concreto para ligar os elétrodos do ECG.

A pilha, usada nos projetos anteriores foi a CR2032V, dado que apresentou bons resultados, decidiu-se manter a mesma bateria mas introduzir um sistema de carregamento da mesma. Este sistema é baseado no circuito MCP73831 da *microchip*, que é um integrado capaz de gerir a carga da bateria e com uma corrente programável de 15mA até 500mA. A escolha deste componente, foi essencialmente devido ao baixo número de pinos, à *package* de pequenas dimensões e ao facto de ser possível a programação da corrente.

Para mais fácil carregar a bateria e comunicar com a UART do microprocessador foi introduzido um *Micro-USB*, que acaba por tornar o protótipo mais *User Friendly* e mais robusto.

5.5 Possíveis alterações

Uma possível alteração ao *transceiver* seria o desenvolvimento de uma versão *Low Power*, além das alterações já enumeradas, foram trocados alguns componentes com o objetivo de melhorar o consumo energético. A substituição do SA602A pelo MC13143, seria a principal. O SA602A consome tipicamente 2.4mA, enquanto o MC13143 consome 1mA, como este integrado não tem oscilador interno é necessário introduzir um oscilador externo. O ASE6 da *Abracon* com um consumo típico de 1mA a 10MHz, de dimensões muito reduzidas 3.2x2.5mm, seria uma boa opção.

O SA636 tem a possibilidade de ser alimentado a 3V e por isso o *charge pump* utilizado para ter no circuito 5V pode ser removido poupando assim algum consumo energético e espaço.

5.6 Layout da Placa de Circuito Impresso

O *Layout* da placa de circuito impresso é tão importante como o circuito em si. Uma má disposição dos componentes e ligações não otimizadas podem levar a uma degradação do sinal e a um consequente mau funcionamento do sistema. Os componentes escolhidos foram todos com *packages* de pequenas dimensões e tipicamente o *package* 0603, enquanto os restantes podem ser 0805 ou 1210 à semelhança de [38].

A parte crítica do circuito, em que o desenho da PCB pode influenciar bastante o funcionamento do sistema, é a parte RF no bloco do recetor, mais especificamente no SA636. Este integrado possui um elevado ganho que pode induzir auto-oscilações no recetor.

Os pinos 11 a 20 são os que possuem maior ganho, cerca de 94dB, devido a este elevado ganho os mecanismo de *feedback* que normalmente se desprezam podem ter significado devido ao *layout* do circuito.

A linha de massa e alimentação são mecanismos que podem criar *feedback*, mesmo o acoplamento capacitivo entre pistas pode levar à realimentação e a uma consequente auto-oscilação degradando por completo o sinal recebido. Assim para evitar este problema, e à semelhança do trabalho realizado anteriormente em [38] a construção da placa seguiu as seguintes diretivas:

- Os condensadores de desacoplamento foram colocados o mais perto possível do SA636, de modo a reduzir os efeitos parasitas. Os condensadores de desacoplamento são utilizados para suavizar o *ripple* na alimentação, para efetivamente realizar essa suavização estes devem estar o mais próximo possível dos circuitos integrados. A existência de *ripple* na alimentação condiciona o bom funcionamento dos circuitos integrados.
- Um plano de alimentação e de massa sólidos, colocados na camada 2 e 3, garantindo uma máxima capacidade de acoplamento entre a alimentação. O plano de massa fornece também um *shield* eletromagnético protegendo o circuito de ruídos externos.
- As linhas RF foram o mais separadas possíveis. Caso estejam adjacentes pode existir *cross-talk* ¹
- Vias em todos os pinos de alimentação e massa, estas vias previnem a existência de *cross-coupling* aos sinais RF existentes pelo *transceiver*, pois não existe *routing* da alimentação nem da massa na placa. Estas vias também ajudam a prevenir a acumulação da indutância parasita devido aos caminhos de retorno [32];
- Pistas não perpendiculares, para evitar radiações indesejadas;
- Posicionamento dos componentes por forma a facilitar o *debugging*. Num sistema tão complexo como este torna-se necessário realizar medições nos vários andares. O facto dos componentes estarem organizados por andares facilita o *debugging*.
- Parte de controlo colocada na camada *TOP*, parte de alta frequência colocada na camada *BOTTOM*. Desta forma as ligações de controlo encontram-se separadas das linhas de RF, evitando acoplamento entre estas. O ruído digital de *clocks*, *UARTs* e osciladores pode ser modulado capacitivamente pelas linhas RF, levando a um *shift* accidental na frequência [32];

¹Transferência indesejada de informação entre duas linhas.

5.6. LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

- Foi evitado ao máximo o *routing* nas camadas 2 e 3, que se destinam a melhorar o plano de alimentação e massa;

A figura seguinte mostra o *layout* da PCB.

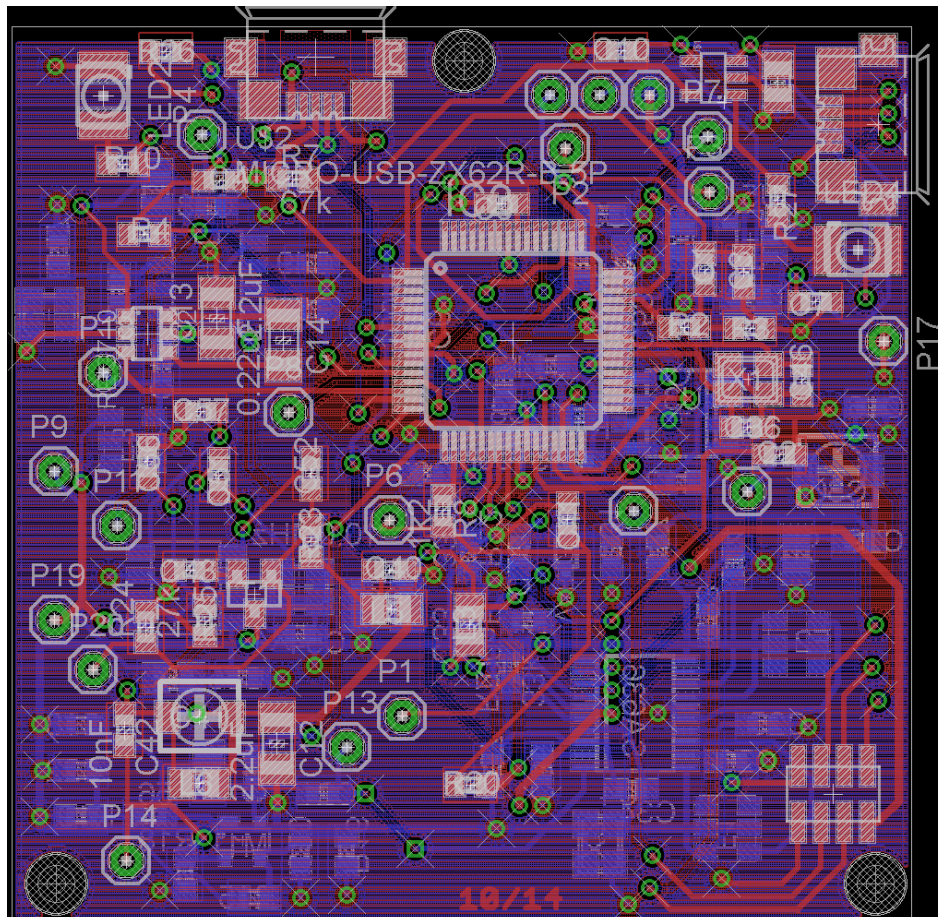


Figura 5.15: *Layout* da PCB

Capítulo 6

Resultados

6.1 Sumário

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais de todos os protótipos desenvolvidos. Inicialmente serão apresentados e analisados os resultados dos sistemas ECG capacitivo. Após as análises destes resultados pode se averiguar qual dos sistemas se comporta melhor em termos de eficiência na obtenção do sinal. Após a análise do ECG estar concluída serão apresentados os resultados do Sistema de Comunicação Capacitiva e por fim serão interligados os dois sistemas.

6.2 Resultados do ECG Capacitivo

Dado que foram produzidos dois protótipos pretende-se averiguar como se estes se comportam na aquisição do sinal cardíaco e por isso foi estabelecido um protocolo de teste. O sinal à saída dos sistemas foi introduzido no microcontrolador do Sistema de Comunicação Capacitiva que contém uma ADC de 12Bits que digitaliza o sinal e o envia por UART, para o *software* de análise matemática o *MATLAB*[34] onde aí é processado e mostrada a informação.

Idealmente os 2 protótipos deviam, em simultâneo, estar a registar o batimento cardíaco e comparados com um ECG obtido por contacto para melhor se retirarem as conclusões. Contudo não existiram condições para a realização destes testes e por isso os protótipos foram testados separadamente em condições semelhantes. Realizaram-se os seguintes testes com as mesmas durações e com uma frequência de amostragem de 200Hz:

- Obtenção do ECG por Contacto;
- Obtenção do ECG Capacitivo numa camisa fina;
- Obtenção do ECG Capacitivo numa camisa grossa ;
- Obtenção do ECG Capacitivo camisa fina em exercício.

Cada um dos protótipos foi submetido a estes testes. De notar que durante estes testes não existiu acoplamento à rede elétrica, isto é, os protótipos foram alimentados por pilhas e o computador também foi alimentado por bateria. Os sinais não foram obtidos com auxílio de um osciloscópio pois este estaria a introduzir uma capacidade acoplada à massa o que adulteraria os resultados.

6.2.1 Resultados do ECG Capacitivo Primeiro Protótipo

Como referido o sinal é processado digitalmente na ferramenta *Matlab*. Para o processamento ser rápido, robusto e introduzir pouco atraso, recorreu-se ao algoritmo de *Pan Tompkins* desenvolvido em 1985 para a identificação das várias ondas do ECG. Mais informação sobre o algoritmo e os estudos realizados pelo autor podem ser encontradas em [51]. Resumidamente este algoritmo aplica filtragem entre 5Hz e 15Hz, seguido de uma diferenciação e quadratura, onde por fim é integrado. Após este processo aplicou-se um nível de decisão para detetar as ondas P (ondas mais altas do ECG); segundo *Pan Tompkins* se uma onda P foi detetada não existe outra detecção num espaço de 360ms ou seja os picos detetados entre este espaço são artefactos do sinal. O autor do algoritmo garante uma precisão de 99.6% na detecção das ondas QRS. Dado que ainda hoje se recorre a este algoritmo para a identificação das ondas QRS, optou-se por implementar o algoritmo em Matlab e visualizar os resultados dos protótipos. De notar que é possível a implementação deste algoritmo no microcontrolador, mas para uma melhor visualização dos sinais dos sistemas, optou-se por recorrer ao *MatLab*

Obtenção do ECG por contacto

Antes de partir para a obtenção capacitiva do ECG é necessário ter ideia do comportamento do sistema por contacto. Caso a resposta do sistema seja pobre por contacto, capacitivamente não será a melhor também. Os gráficos seguintes mostram o sinal obtido com as várias fases do algoritmo descrito.

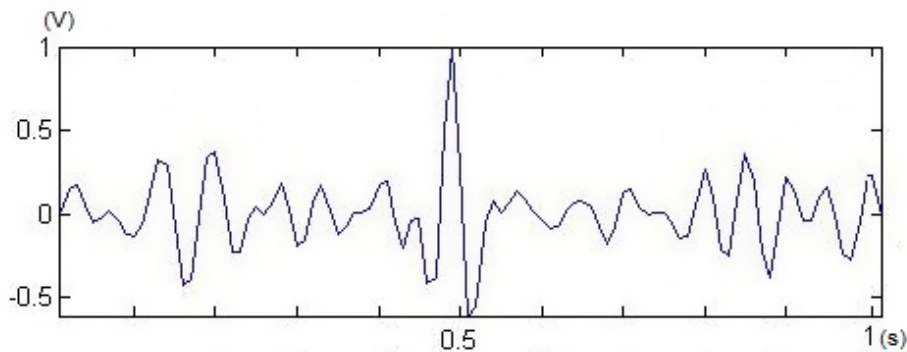


Figura 6.1: Sinal Recebido.

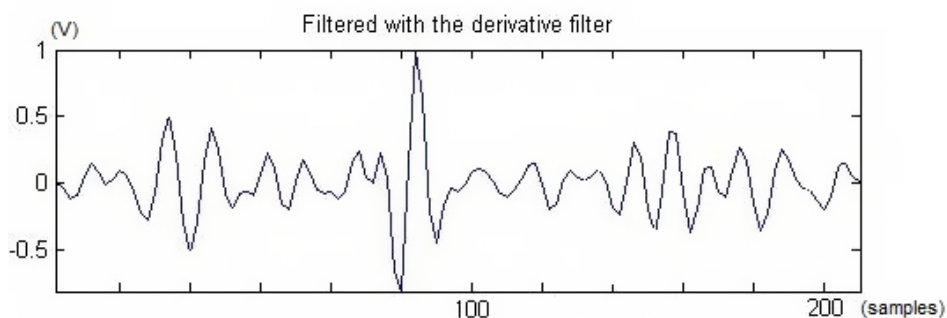


Figura 6.2: Sinal Filtrado e Derivado.

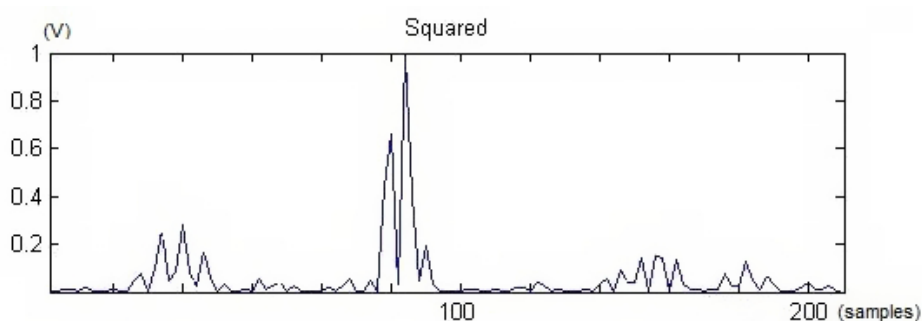


Figura 6.3: Sinal Quadrado.

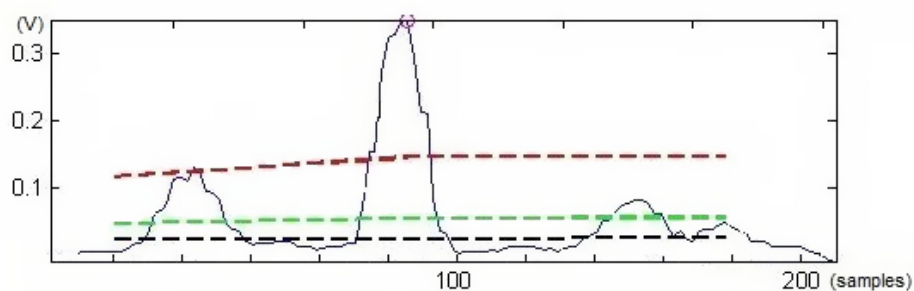


Figura 6.4: Sinal integrado com uma média de 30 Amostras. A preto linha de ruído, a verde *Threshold* adaptivo, a vermelho nível do sinal, círculos vermelho identificação do QRS adaptivo

Pela análise dos gráficos anteriores verifica-se que por contacto é possível obter o ECG e que a identificação das ondas QRS é feita com sucesso. Contado o número de círculos vermelhos consegue-se obter uma estimativa do pulso do paciente, neste caso seria de *60bpm* esta informação pode ser confirmada através da *Fast Fourier Transformer* do sinal em que mostra uma componente preponderante em 1Hz.

6.2. RESULTADOS DO ECG CAPACITIVO

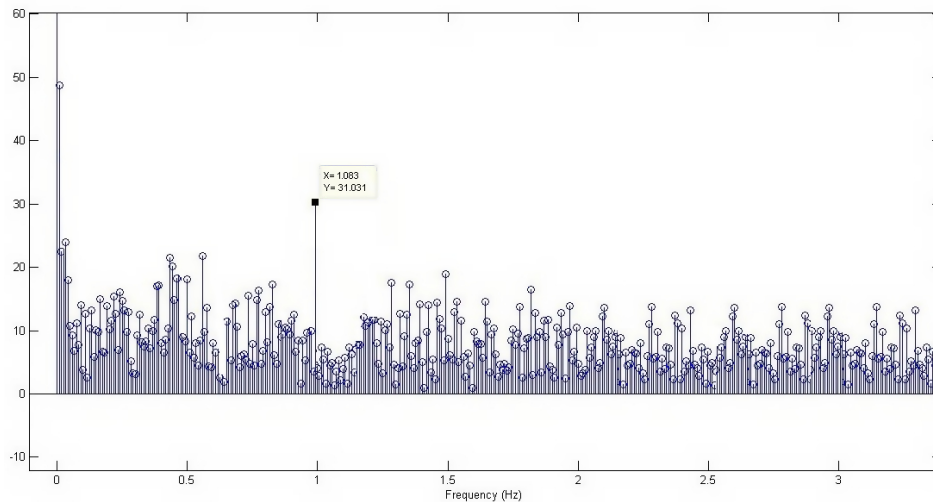


Figura 6.5: Espectro do sinal ECG recebido por contacto

Obtenção do ECG Capacitivo numa camisa fina

Com os três elétrodos capacitivos, foi guardado o sinal com uma duração de 3 segundos.

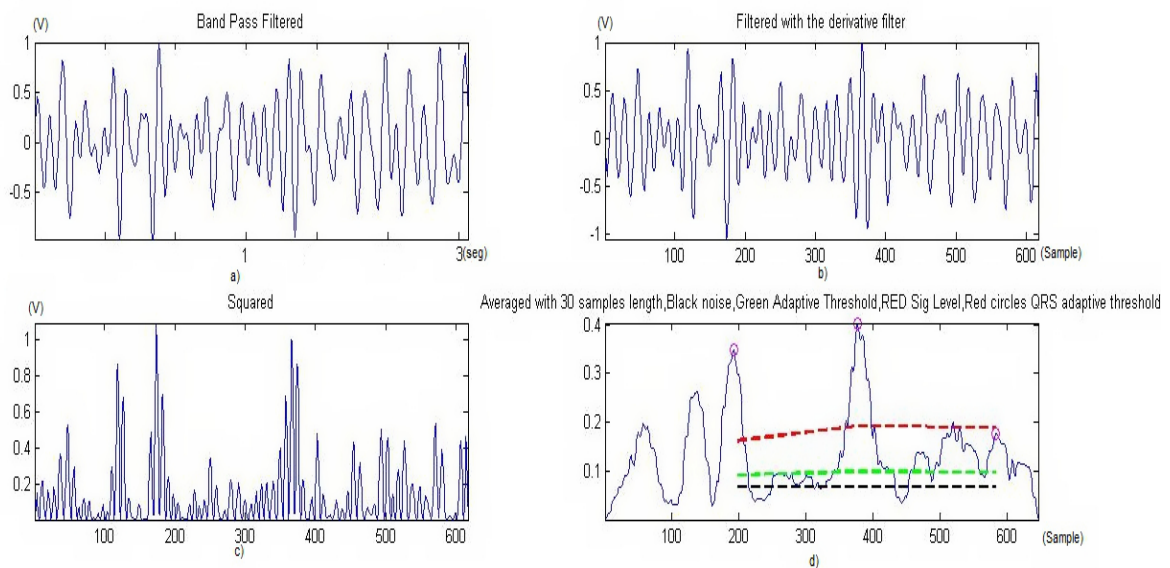


Figura 6.6: Imagens do processo de identificação das ondas QRS numa camisa fina: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) sinal derivado; c) sinal quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;

Pela análise dos gráficos anteriores verifica-se que o sistema foi capaz de identificar corretamente as ondas QRS, identificando 3 ondas, de notar que existe ruído perto das ondas R, que não foi identificado como sendo parte das ondas QRS, tal facto deve-se devido ao algoritmo de *Pan Tompkin* que descartou o ruído.

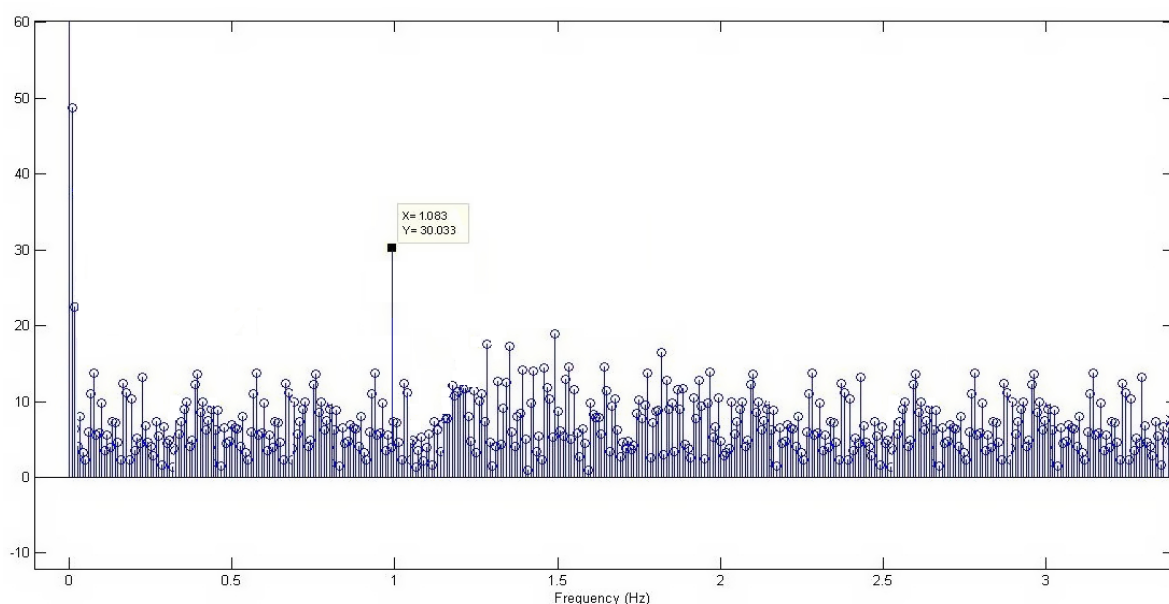


Figura 6.7: Espectro do sinal ECG recebido capacitivamente através de uma camisa fina

Obtenção do ECG Capacitivo numa camisa grossa

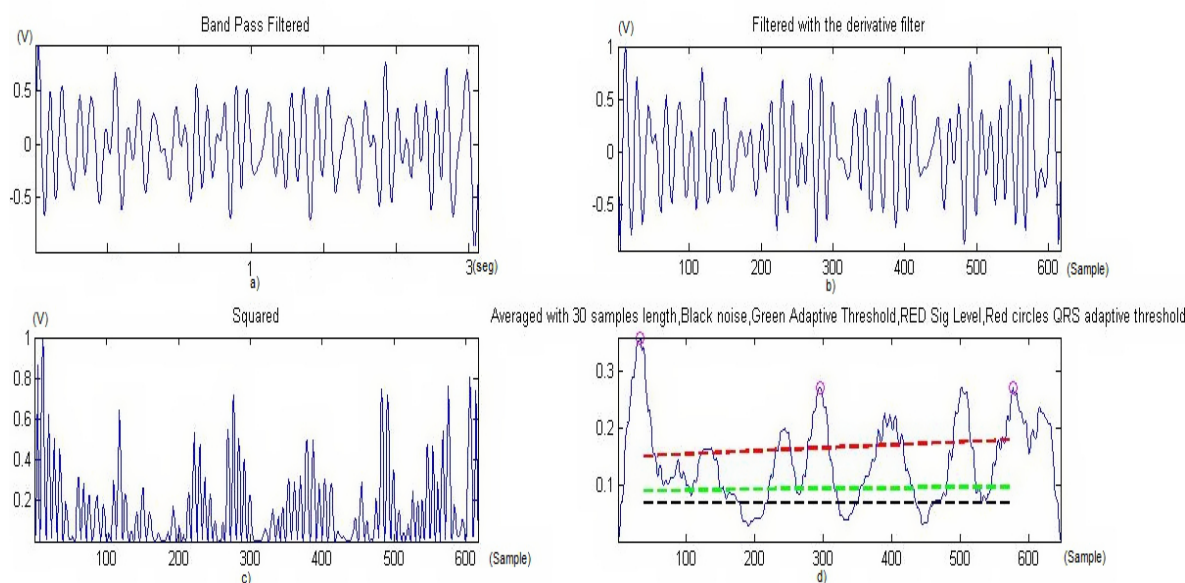


Figura 6.8: Imagens do processo de identificação das ondas QRS numa camisa grossa: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) Sinal Derivado; c) Sinal Quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;

Novamente o sistema foi capaz de identificar corretamente as ondas QRS. A diminuição da capacidade imposta, pelo aumento da espessura da camisa, levou a um aumento significativo da quantidade de ruído, que foi descartada pelo algoritmo. Neste caso pode se considerar

6.2. RESULTADOS DO ECG CAPACITIVO

que o sistema deixa de ser fiável, pois existem picos de ruído da ordem de grandeza das ondas QRS identificadas.

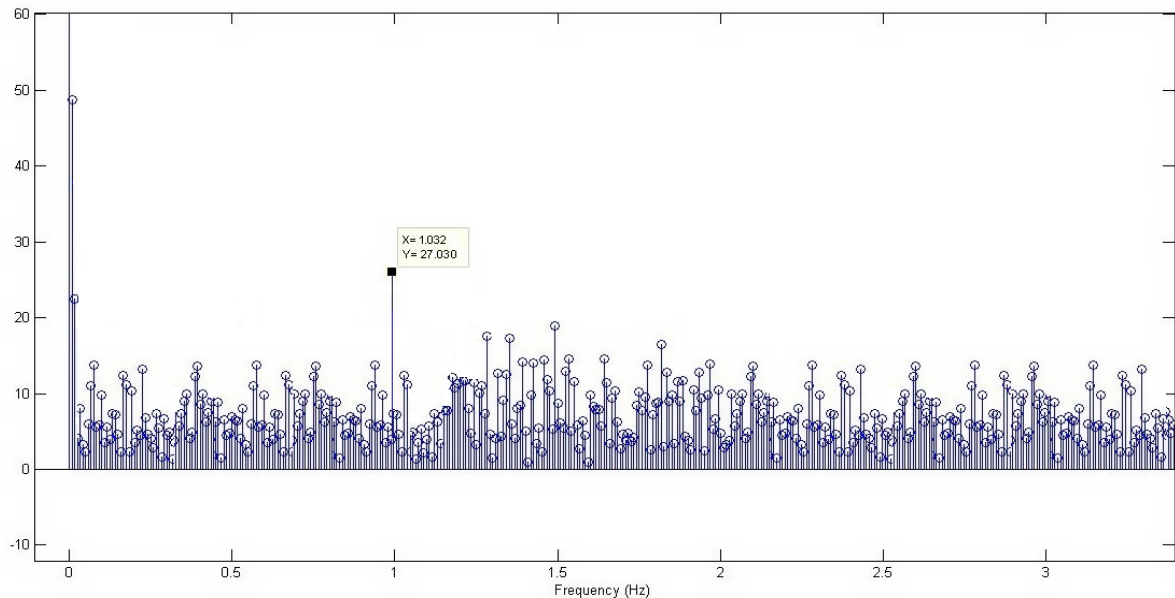


Figura 6.9: Espectro do sinal ECG recebido capacitivamente através de uma camisa grossa

Obtenção do ECG Capacitivo camisa fina em exercício

Este teste foi feito com o paciente a praticar ciclismo, numa bicicleta estática por forma a reduzir os fatores externos, o esquema seguinte ilustra a forma como os elétrodo estavam dispostos.

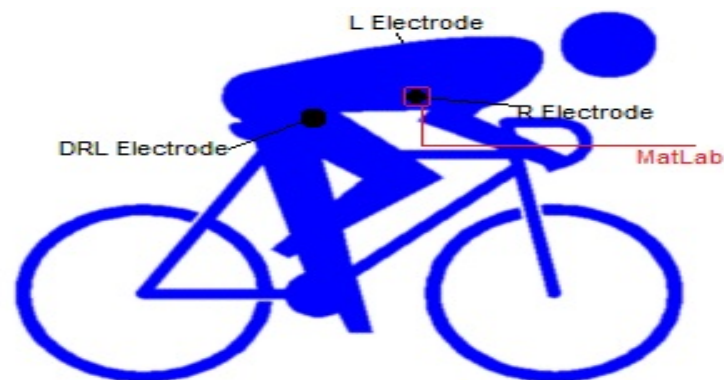


Figura 6.10: Esquema Ilustrativo das ligações do Elétrodo no teste em movimento

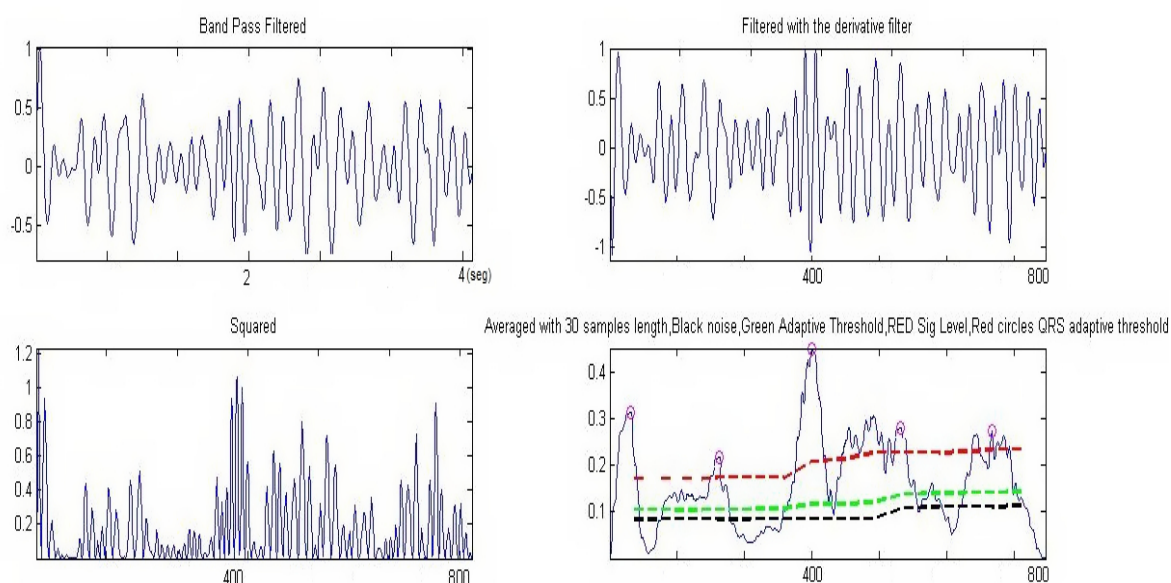


Figura 6.11: Imagens do processo de identificação das ondas QRS numa camisa fina em movimento: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) sinal derivado; c) sinal quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;

Os gráficos anteriores mostram o efeito do movimento na obtenção do ECG capacitivo. Verifica-se a ocorrência de flutuações no sinal que são considerados artefactos pelo algoritmo. Apesar de ter identificado corretamente as ondas QRS, a ordem de grandeza do ruído é quase a mesma que do sinal. Pela contagem das ondas QRS obtem-se perto de 100bpm. A FFT do sinal filtrado, figura 6.10 apresenta um pico em 1.703Hz que corresponde a 102.2bpm. Como o sinal foi apenas amostrado durante 4 segundos, considera-se normal estes 2% de erro.

6.2. RESULTADOS DO ECG CAPACITIVO

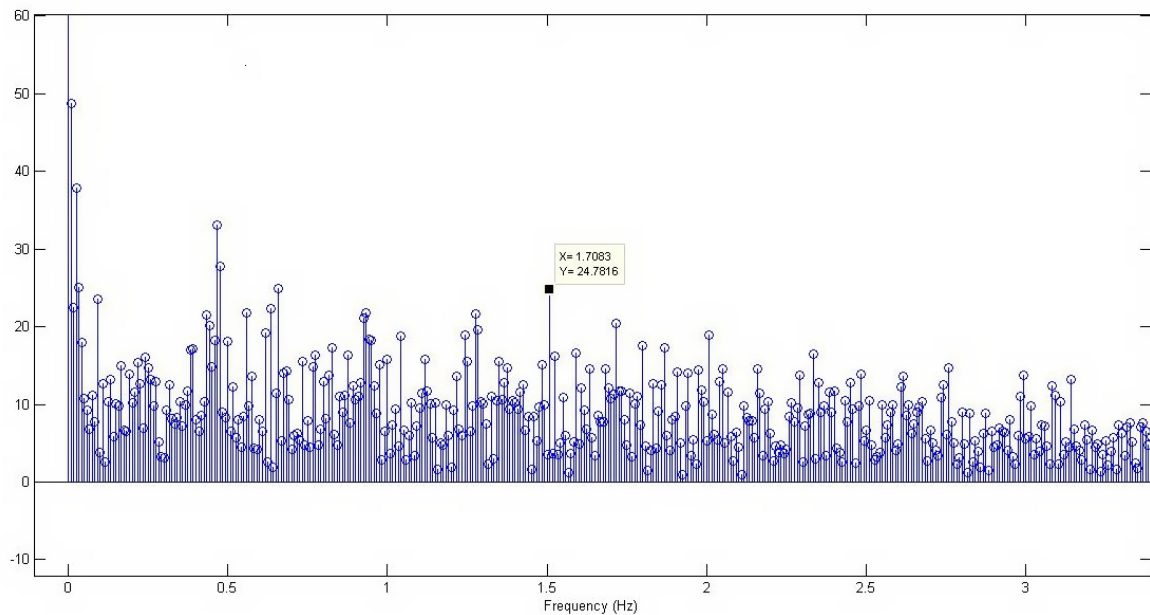


Figura 6.12: Espectro do sinal ECG recebido capacitivamente através de uma camisa fina em movimento

Note-se que as componentes existentes a baixa frequência dizem respeito à componente DC existente no sinal.

6.2.2 Resultados do ECG capacitivo segundo protótipo

As figuras 4.6 e 4.7 mostram o aspeto final do segundo protótipo com as respetivas interligações entre os elétrodos. De notar que as ligações são feitas através de um cabo *flat cable* em que os sinais são transmitidos com *ground* entre eles, para que não existam interferências entre os sinais.

Obtenção do ECG por contacto

Para verificar o correto funcionamento deste segundo protótipo repetiu-se a experiência de ligar os elétrodos por contacto.

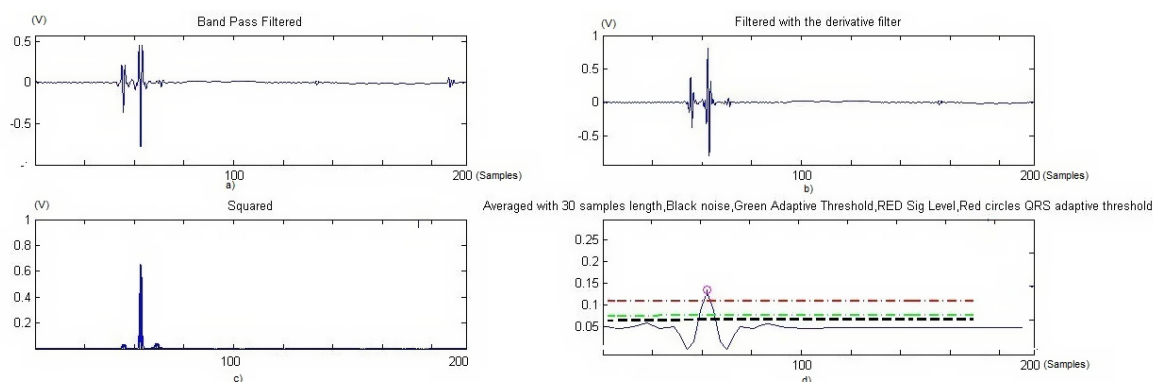


Figura 6.13: Imagens do Processo de identificação das ondas QRS por contacto: a) Sinal Recebido e Filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) Sinal Derivado; c) Sinal Quadrado; d) Sinal Integrado com uma média de 30 amostras;

O sinal foi adquirido durante 1 segundo, à semelhança do primeiro protótipo, o sinal obtido mostra a onda QRS nitidamente e com bastante definição.

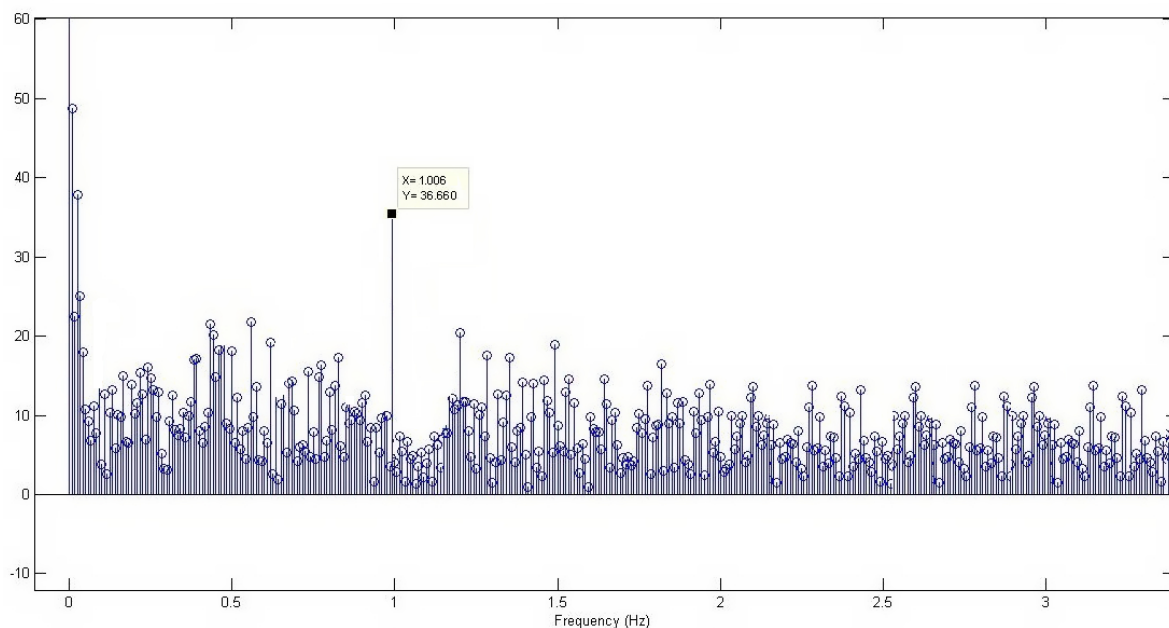


Figura 6.14: Espectro do sinal ECG recebido por contacto

Obtenção do ECG Capacitivo numa camisa fina

Nesta experiência os três eléttodos foram colocados por cima de uma camisa fina. Os gráficos seguintes mostram os resultados.

6.2. RESULTADOS DO ECG CAPACITIVO

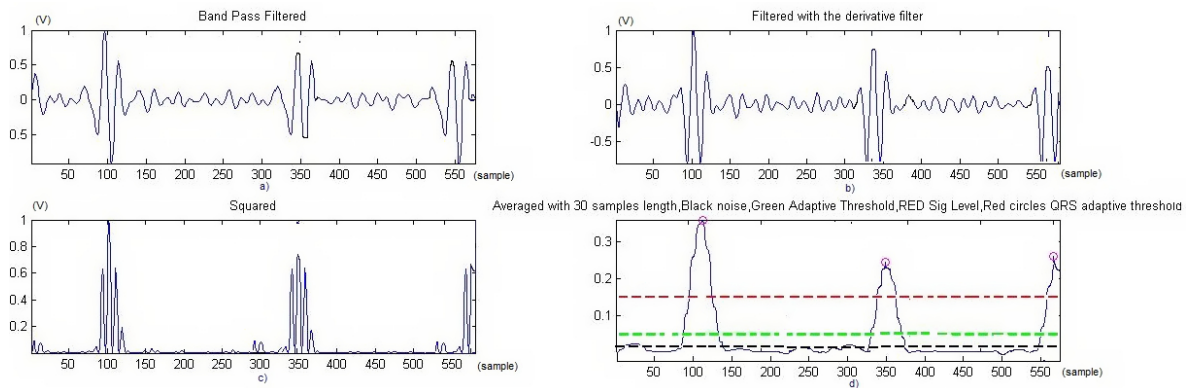


Figura 6.15: Imagens do Processo de identificação das ondas QRS Capacitivamente numa Camisa Fina: a) Sinal Recebido e Filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) Sinal Derivado; c) Sinal Quadrado; d) Sinal Integrado com uma média de 30 amostras;

Com uma duração de 3 segundos, consegue-se identificar nitidamente as ondas QRS no sinal. Contando o número de identificações obtém-se perto de 60bpm, o que tendo em conta que as medidas foram feitas em repouso considera-se um valor aceitável. Analisando a *FFT* confirma-se que de facto existe uma risca em 1.083Hz e por isso a frequência cardíaca é de 64bpm, um erro de 6% é admissível visto que apenas se está a considerar uma duração do sinal de 3 segundos.

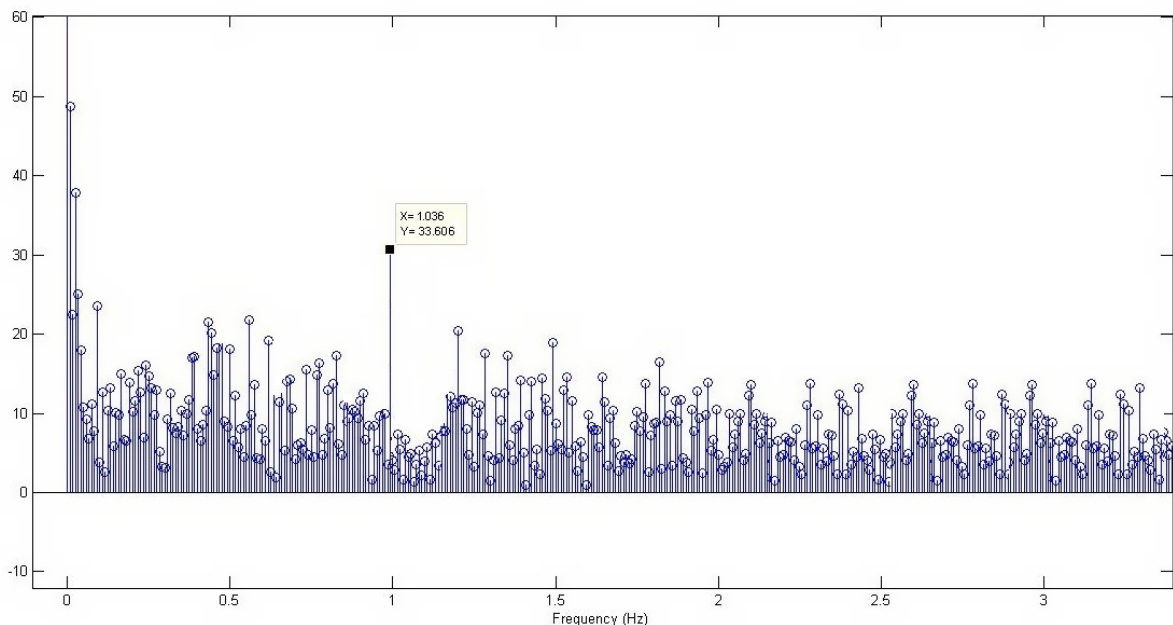


Figura 6.16: *FFT* do Sinal Filtrado

Obtenção do ECG capacitivo numa camisa grossa

Os gráficos seguintes mostram a obtenção do ECG Capacitivo numa camisa grossa. A duração do sinal é de 3 segundos e à semelhança de todas as outras experiências a frequência

de amostragem é de 200Hz.

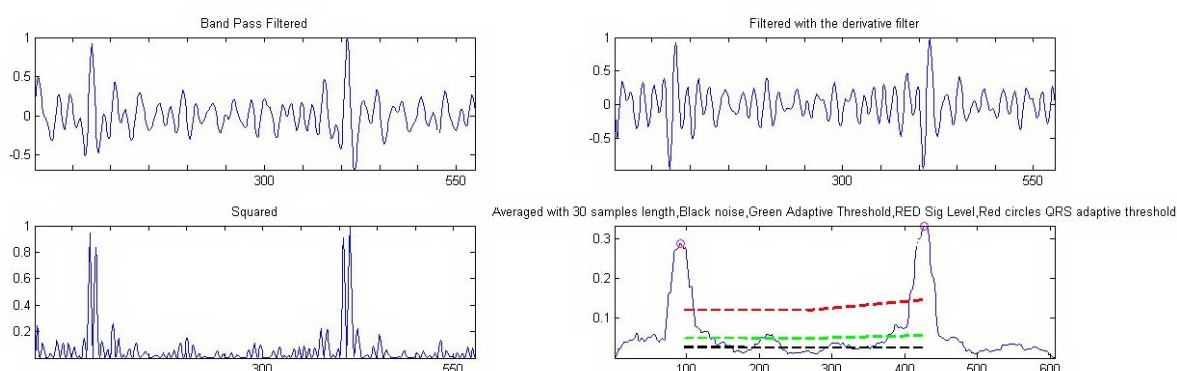


Figura 6.17: Imagens do processo de identificação das ondas QRS capacitivamente numa camisa grossa: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) sinal derivado; c) sinal quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;

Identifica-se as ondas QRS nitidamente, ainda que com pequenas flutuações no sinal.

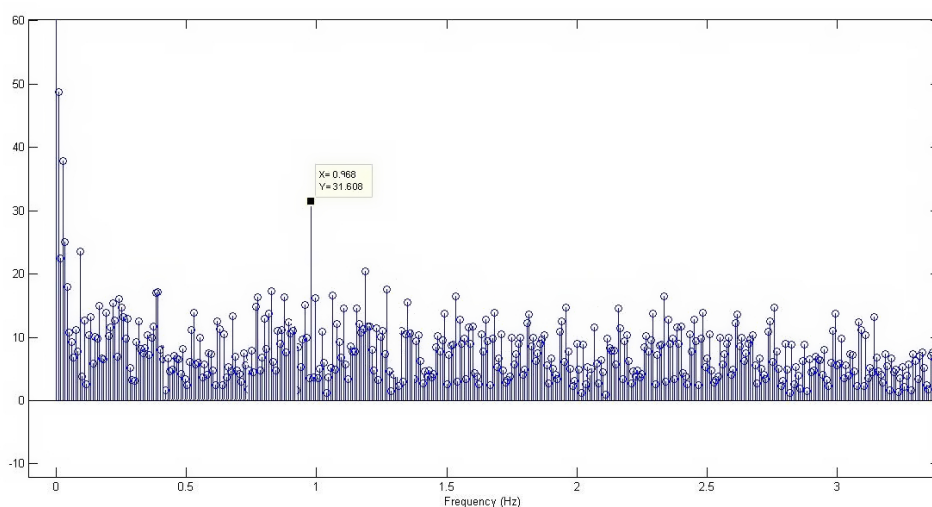


Figura 6.18: FFT do sinal filtrado

Verifica-se a existência de um pico em 0.97Hz que corresponde a 58bpm, novamente aparece a componente DC do sinal mas nas frequências de interesse (entre 0.8Hz e 3Hz) a frequência das ondas QRS destaca-se.

Obtenção do ECG capacitivo numa camisa fina em movimento

Para obter o sinal ECG capacitivo em movimento recorreu-se ao mesmo procedimento que no primeiro protótipo. A duração do sinal é de 3 Segundos com uma frequência de amostragem de 200Hz.

6.2. RESULTADOS DO ECG CAPACITIVO

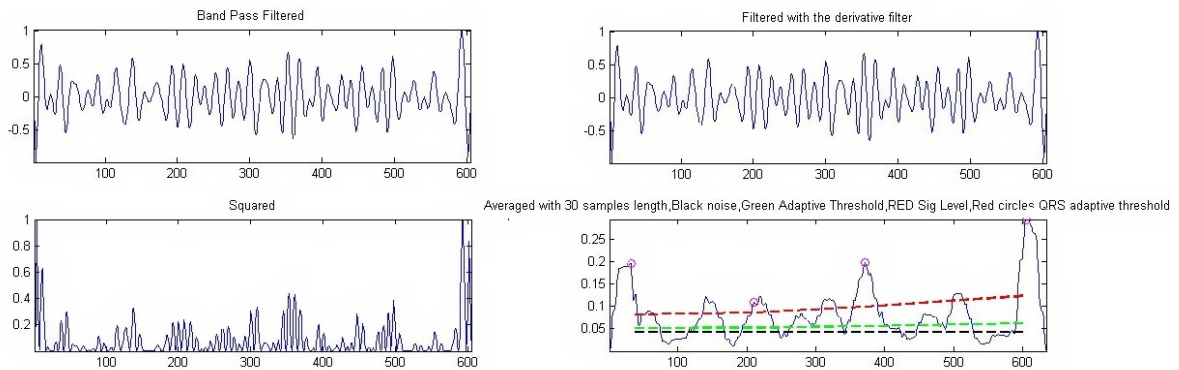


Figura 6.19: Imagens do processo de identificação das ondas QRS capacitivamente numa camisa fina em movimento: a) sinal recebido e filtrado com entre 5Hz e 15Hz; b) sinal derivado; c) sinal quadrado; d) sinal integrado com uma média de 30 amostras;

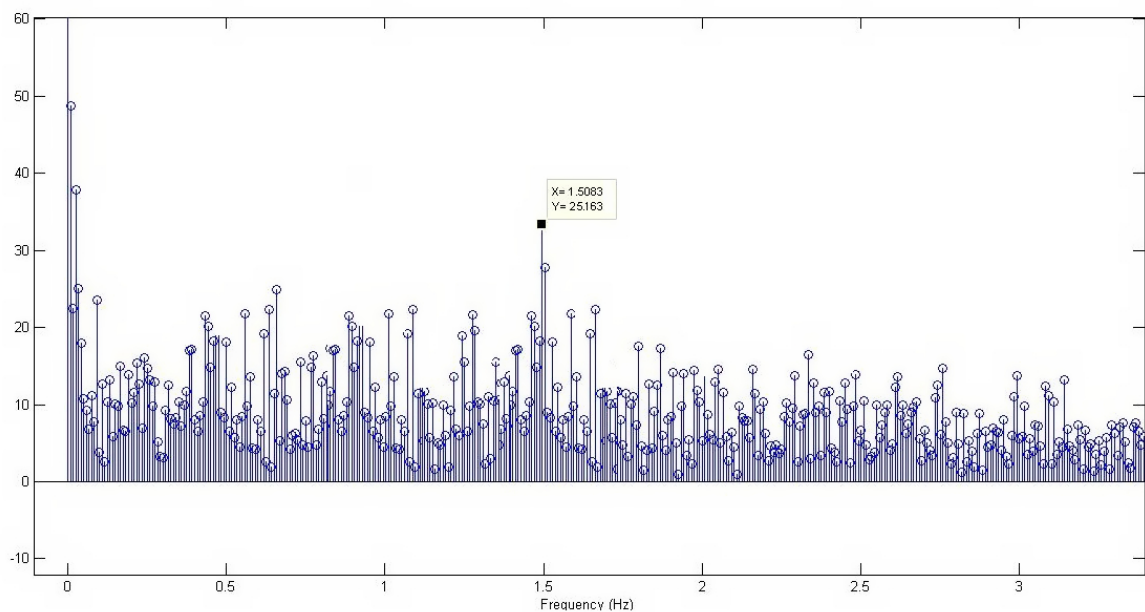


Figura 6.20: FFT do sinal filtrado

A análise dos gráficos anteriores permite verificar que as ondas QRS foram detetadas, contudo os artefactos introduzidos pelo movimento podem levar facilmente à origem de erros de leitura, visto que as oscilações do movimento introduzem distorção de tal forma que o algoritmo facilmente pode falhar. Como explicado anteriormente o algoritmo de *Pan Tompkins* descartou os "falsos positivos" mas caso o pico mais alto seja introduzido por ruído o resultado final não seria de confiança pois o algoritmo iria descartar as ondas QRS que aparecessem antes de 360ms. Em [51] o autor dá uma explicação mais aprofundada sobre este algoritmo e forma como deve ser implementado.

6.2.3 Conclusões

De uma forma geral os resultados são promissores, o primeiro protótipo mostrou não ser tão robusto como o segundo. Em contacto ambos mostraram ser capazes de identificar as ondas QRS. Capacitivamente com o aumento da espessura das camisolas verificou-se que o primeiro deixa de ser fiável, dado que a amplitude do ruído chega a ser da ordem de grandeza das ondas QRS, o que pode facilmente levar a uma má interpretação por parte do algoritmo. Em movimento nenhum dos sistemas mostrou ser suficientemente satisfatório, apesar de ambos terem identificado corretamente as ondas QRS, o nível de ruído é muito alto e condiciona o bom funcionamento da deteção das ondas QRS, mas sempre com o segundo protótipo a dar melhores resultados, que é evidenciado pela meia altura do pico da FFT que corresponde à frequência do batimento cardíaco.

Em todas os testes o número de batimentos cardíacos foi obtido com sucesso através da análise em frequência, contudo é impensável num sistema comercial existir tamanho esforço computacional para a aquisição do número de batimentos cardíacos.

A técnica de *active Shielding* provou ser mais eficaz, e mostrou que não necessita de polarização no primeiro andar do sistema pois o acoplamento AC para o andar seguinte garante que o sistema fique a funcionar dentro das tensões disponíveis, neste caso entre 0 e 5V.

6.2.4 Resultados do sistema de comunicação capacitiva

Nesta subsecção serão analisados os resultados relativos à comunicação capacitivo.

Aspeto final do *transceiver*

O *transceiver* ficou com $49.5\text{mm} \times 49.5\text{mm} \times 10\text{mm}$ desenvolvido em 4 *layers*. A figura seguinte mostra a fotografia dos *transceivers* desenvolvidos.

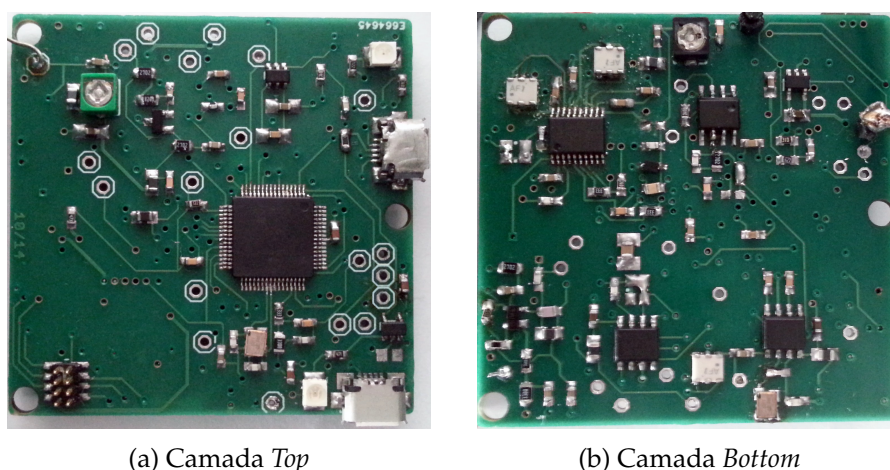


Figura 6.21: Imagem da PCB depois de construída e com os componentes soldados

Comparando com a versão anterior houve uma redução da área considerável e com margem para poder reduzir mais as dimensões caso se opte por retirar os 23 pontos de teste

6.2. RESULTADOS DO ECG CAPACITIVO

existentes na placa. Como se trata de um protótipo optou-se por deixar os pontos de teste para que se possa fazer *debug* do circuito de uma maneira mais fácil. A utilização das 4 *layers* destinou-se a reduzir o tamanho da PCB e a criar planos de massa e de alimentação para que exista um bom acoplamento entre eles. A camada superior da PCB contém os componentes e sinais relativos à parte de controlo. A camada inferior contém os desmoduladores e os mixers. Em todos os pontos de alimentação e de massa existe uma via para os respetivos planos o mais próximo dos pinos possíveis. O microcontrolador foi também alterado e colocado de um ainda mais *low power*.

Formas de Onda Relevantes

Para que se possa analisar o correto funcionamento do *transceiver* de seguida vão ser apresentadas as formas de onda mais relevantes tanto na parte do emissor como na parte do recetor.

Bloco Transmissor

A figura seguinte apresenta o resultado do primeiro andar do bloco transmissor do *transceiver*. Neste primeiro andar o sinal proveniente da UART é convertido num sinal FSK em que o '1' corresponde a uma frequência de 800KHz e o '0' a uma frequência de 667KHz. As figuras seguintes mostram o sinal proveniente da UART e modulado com a respetiva análise na frequência.

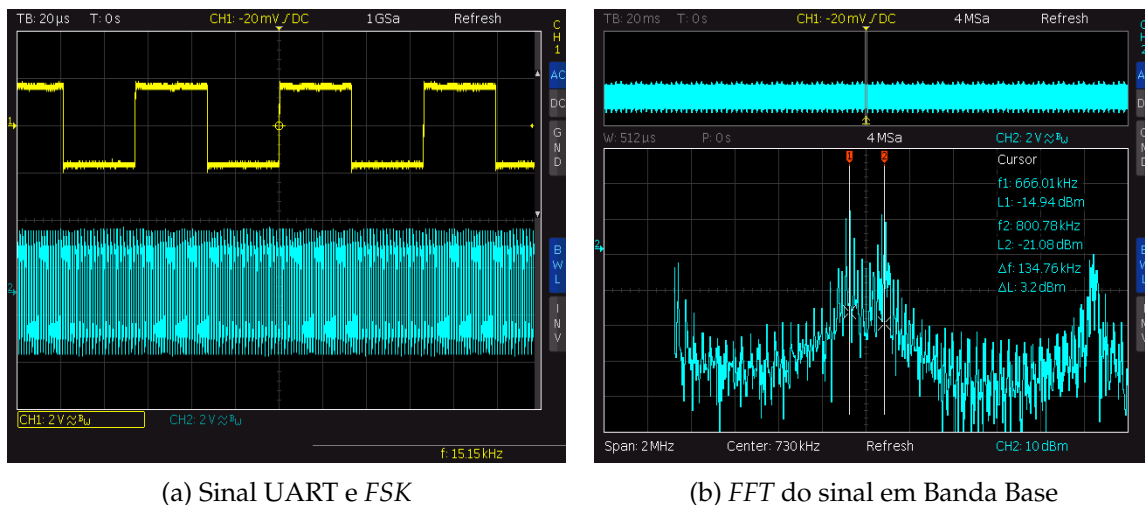


Figura 6.22: Sinal UART e FSK banda base

Para efeitos de teste optou-se por usar uma sequência de "0101" que está a ser transmitida continuamente. Pela análise da figura anterior, verifica-se que a modulação está de acordo com o pretendido onde o Cursor 1 se encontra em 666KHz e Cursor 2 em 800KHz.

Após a conversão do sinal para FSK de baixa-frequência, este sinal é transladado para a frequência intermédia, constituindo o FSK-IF. Devido ao elevado ganho do segundo andar, antes de o sinal ser aplicado ao mixer o sinal modulado é atenuado e filtrado para que tenha

uma amplitude de $80mV$. Evitando assim a ocorrência de saturação por parte do segundo andar.

Na figura seguinte pode-se observar o espectro das portadoras do sinal FSK-IF a aproximadamente 10.6 MHz e 10.8 MHz. Fora desta banda de frequências, o sinal encontra-se bastante atenuado devido à elevada atenuação imposta pelo filtro cerâmico que tem apenas 280KHz de banda de passagem.

Após a conversão do sinal para FSK – IF é convertido para o sinal RF a transmitir. Este é o terceiro andar do emissor, constituído pelo segundo mixer. Com alteração de alguns componentes obtém-se as transmissões a diferentes frequências. No âmbito deste projeto optou-se por a utilização de 10.7MHz, frequência ideal para transmitir pelo corpo humano. Para que o sinal na saída do segundo mixer seja uma réplica do sinal aplicou-se na entrada LO, do mesmo uma tensão DC de 0V. A razão desta escolha foi para demonstrar a validade da utilização de um LO variável, que permite gerar na saída do mixer, um sinal com a mesma frequência que o sinal FSK-IF presente na entrada. Outra forma obter uma réplica do sinal da entrada seria desativar este andar e ligar a entrada à saída do mixer. Optou-se pela utilização de um LO variável. Desta forma o sinal à saída fica centrado em 10.7MHz como pretendido. A figura seguinte mostra o espectro do sinal à saída do segundo mixer.

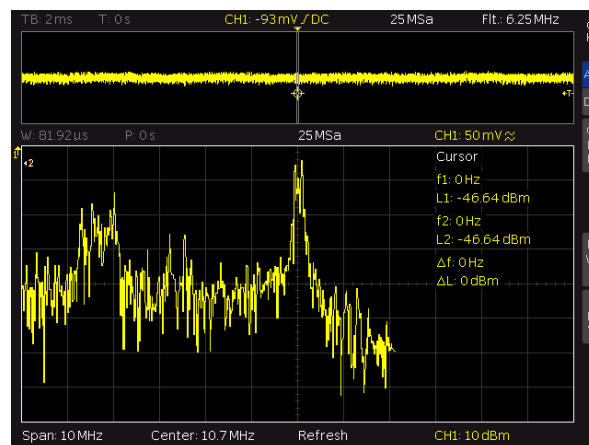


Figura 6.23: FFT do sinal após o segundo mixer

Por fim o sinal é transmitido através do andar de saída, um amplificador sintonizado. De notar que o facto de introduzir a ponta de prova do osciloscópio na malha LC está a ser acrescentada uma capacidade parasita e acaba por levar à degradação da resposta do amplificador. Apesar disso na figura seguinte mostra o espectro do sinal a ser transmitido.

6.2. RESULTADOS DO ECG CAPACITIVO

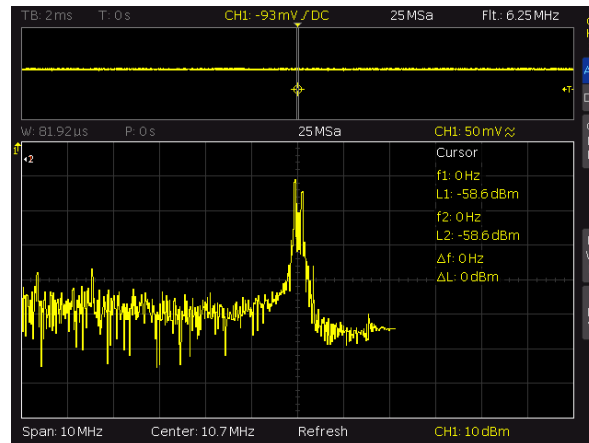


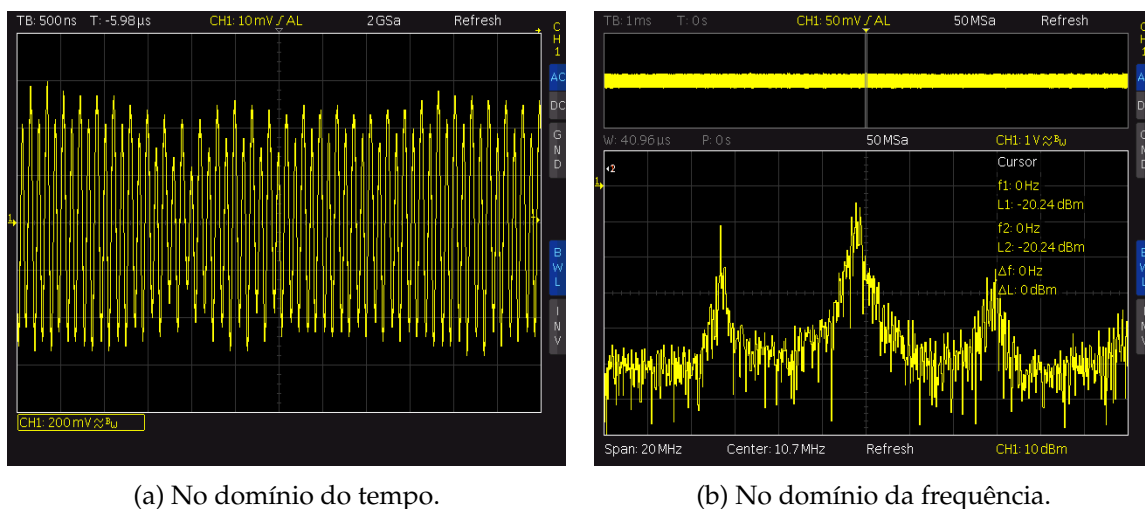
Figura 6.24: *FFT* após o amplificador.

A figura anterior mostra que amplificador está bem sintonizado e pronto a transmitir. O sinal é ligado a um eletrodo e transmitido.

Foram mostradas as principais formas de onda do bloco emissor, concluindo verifica-se o correto funcionamento deste bloco.

6.2.5 Bloco Recetor

O primeiro andar do recetor é um amplificador sintonizado, a figura seguinte apresenta o sinal após o amplificador sintonizado no domínio do tempo e da frequência.



(a) No domínio do tempo.

(b) No domínio da frequência.

Figura 6.25: Sinal Recebido

Tal como na transmissão, na receção é necessário ligar o LO do mixer do SA636 à massa. A figura seguinte apresenta as formas de onda do sinal à saída do mixer e após a filtragem, a entrada do amplificado IF no SA636.

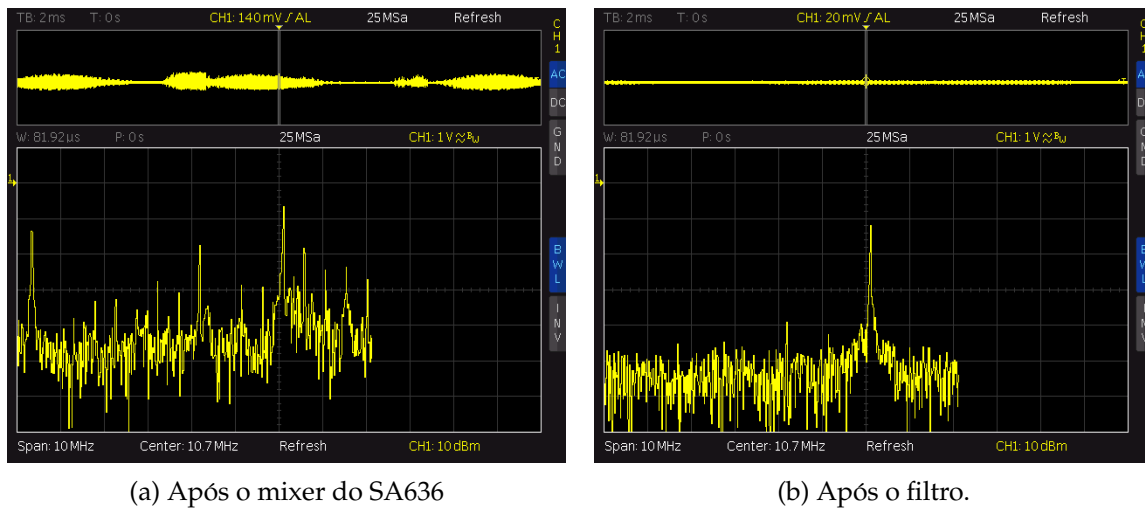


Figura 6.26: Espetro do sinal no SA636

Verifica-se que fica uma risca bem definida em torno de 10.7MHz atenuando bastante as frequências fora da banda de passagem.

À saída do mixer o sinal apresenta alguma distorção, possivelmente devido ao facto do mixer não ser projetado para funcionar como *buffer* do sinal de entrada, como é o caso. A existência de harmónicos no sinal acaba por desaparecer com a filtragem. Após a filtragem o SA636, o sinal é amplificado e entra no limitador do SA636.

A figura seguinte apresenta a forma de onda relativa à saída do amplificador IF antes e após a filtragem, a entrada do limitador. Devido ao elevado ganho do amplificador, de 40dB, verifica-se que são introduzidas algumas não linearidades no sinal incluindo um ligeiro desfasamento na frequência, que acaba por ser anulado com a passagem pelo filtro.

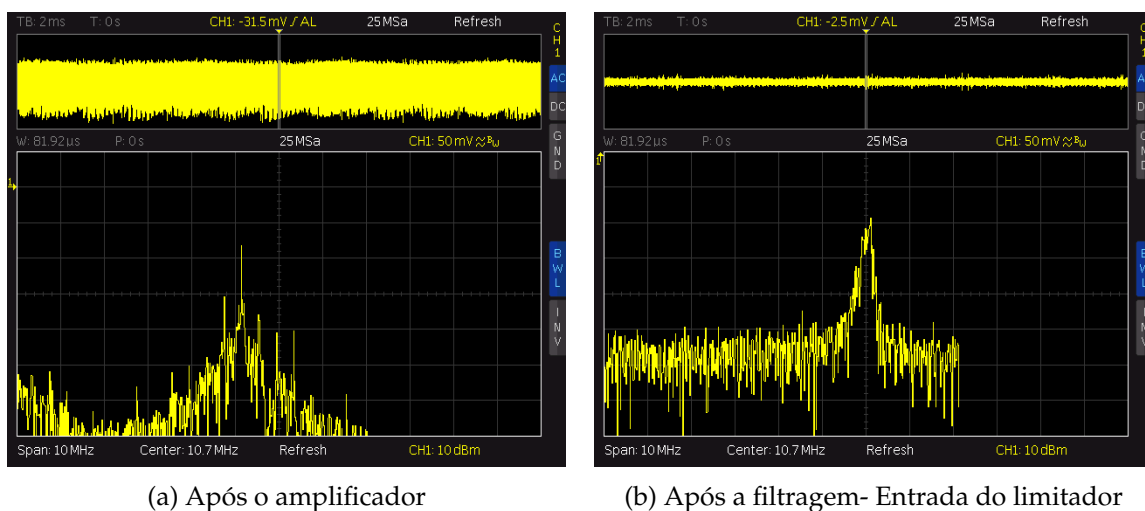


Figura 6.27: Espetro do sinal à saída do amplificador e após a filtragem do SA636

Tal como amplificador IF, o limitador possui um ganho bastante grande, pelo que se espera que existam algumas distorções devido à introdução de harmónicos.

6.2. RESULTADOS DO ECG CAPACITIVO

A figura seguinte apresenta a forma de onda à saída do limitador.

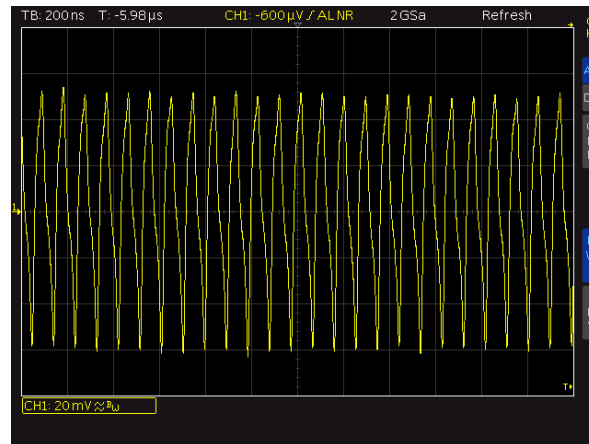
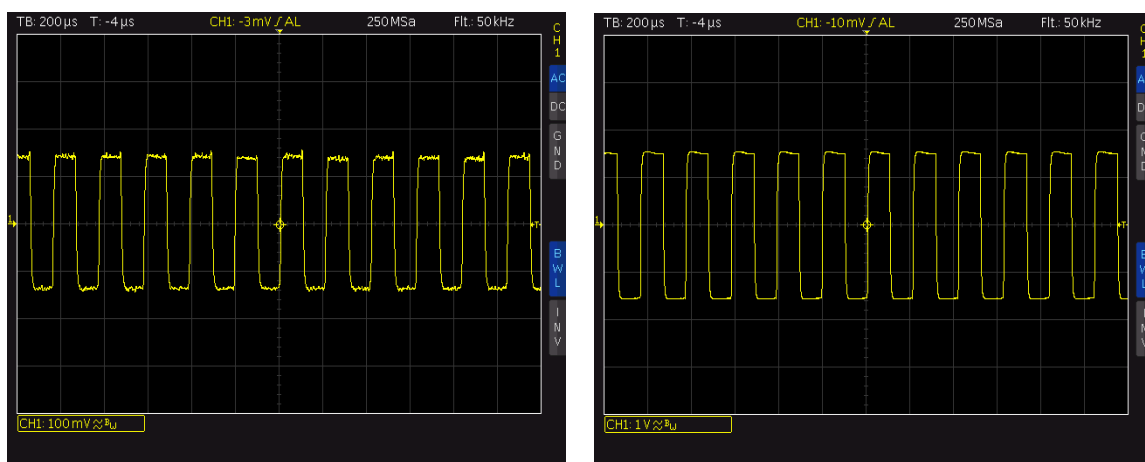


Figura 6.28: Saída do limitador no domínio do tempo

O sinal à saída do limitador apresenta uma amplitude de cerca de $120mV$. Devido à frequência intermédia escolhida o sinal à saída do limitador aproxima-se de uma sinusóide, caso essa frequência fosse menor o sinal à saída do limitador aproximava-se de uma onda quadrada.

Após todo o processo de amplificação, filtragem e limitação imposta pelo SA636, o sinal é desmodulado e amplificado pelo OpAmp LMH6647 levando a que os níveis lógicos sejam bem definidos através de um circuito de decisão, presente no microcontrolador.



(a) À saída do OPamp LM6647

(b) Após o circuito de decisão

Figura 6.29: Sinal desmodulado

Para o circuito de decisão, o sinal é filtrado com uma frequência baixa levando a que fique praticamente uma tensão DC média do sinal, que é comparada com o sinal antes da filtragem. Desta forma caso exista algum offset no sinal este não interfere na decisão do nível lógico. O varicap existente na malha de quadratura apresentou os mesmos resultados que em [38] e por isso optou-se por utilizar os mesmos valores de *PWM* de 35%.

Em conclusão as formas de onda encontram-se como esperado e por isso é possível a interligação do sistema ECG capacitivo ao sistema de comunicação. No âmbito deste projeto não foram otimizadas as velocidades de transmissão, manteve-se a velocidade de 30Kbps, nem testado o acesso ao meio que foi implementado em [38].

Consumo

Na tabela seguinte apresentam-se os resultados relativos ao consumo dos modos emissor e recetor do transceiver. Estes resultados foram obtidos colocando uma resistência de 1Ω entre o terminal positivo da pilha e o pino de alimentação do transceiver. Esta abordagem permite medir diretamente o consumo de corrente do transceiver, pois o valor da corrente que atravessa a resistência é equivalente ao valor da tensão aos seus terminais. No modo emissor o *transceiver* apresenta um consumo de 19mA enquanto no modo recetor apresenta 15mA, isto é conseguiu-se reduzir o consumo, comparativamente às versões anteriores que eram de 18mA e de 23mA respetivamente. Tal acontecimento deve-se devido ao facto do microcontrolador ser *ultra low-power* e ser possível colocar o mesmo em modo *sleep* caso não esteja a receber ou enviar informação.

Os blocos constituintes de cada modo são:

No modo recetor:

- Andar de entrada (Amplificador sintonizado);
- SA636;
- Op Amp LMH6647;
- PIC24FJ128GA306;

No modo emissor:

- Andar de Saída (Amplificador sintonizado);
- 2 Mixers SA602;
- Charge Pump;
- PIC24FJ128GA306;

Alcance do *Transceiver*

Após a verificação do correto funcionamento do sistema é necessário ter uma previsão do alcance e se este é suficiente para a integração no ECG Capacitivo.

Para determinar o alcance do transceiver foram realizados testes semelhantes para seis cenários diferentes, os quais estão representados na figura seguinte. Em todos os testes foi utilizada novamente uma sequência binária genérica com baudrate de 30Kbps.

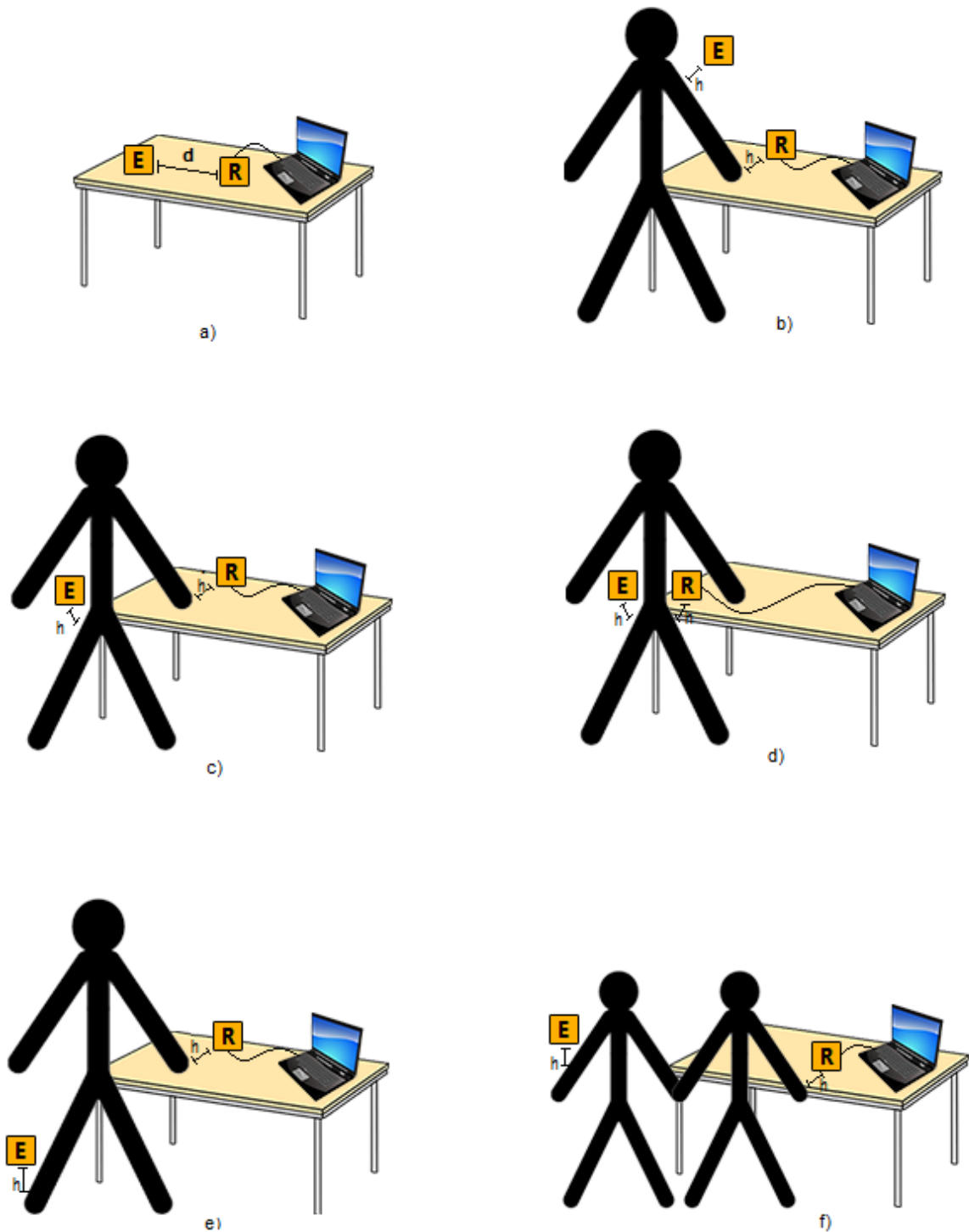


Figura 6.30: Testes efetuados onde "E" representa o emissor e "R" o recetor. (a) Teste 1. (b) Teste 2. (c) Teste 3. (d) Teste 4. (e) Teste 5. (f) Teste 6

O primeiro teste consistiu na colocação de ambos os transceivers emissor e recetor sobre uma mesa, onde posteriormente se mediu o nível da RSSI no recetor para diferentes distâncias entre os dois dispositivos. O gráfico da figura 6.31 apresenta a variação do nível da RSSI

para as distâncias em que não ocorreram erros na transmissão. A verificação dos erros foi efetuada por observação do sinal recebido utilizando um PC ao qual o recetor estava ligado por USB e um osciloscópio. Apesar de empírica, esta abordagem permitiu de facto essa verificação através da visualização da variação dos níveis do sinal em cada amostragem. Convém ainda referir que a mesa utilizada continha um suporte metálico que poderá ter tido alguma influência nos resultados obtidos devido ao acoplamento existente.

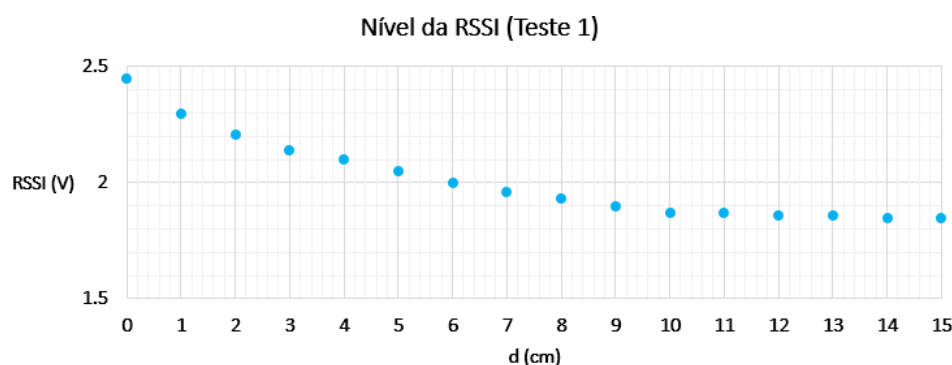


Figura 6.31: Nível da RSSI para diferentes distâncias entre o emissor e o recetor no caso em que o canal de transmissão é uma superfície não condutora (Teste 1)

Através da figura 6.31 pode afirmar-se que, no caso em que estão sobre uma superfície não condutora, os transceivers possuem um alcance de cerca de 15cm e que o nível da RSSI decresce com a distância de forma aproximadamente linear, situando-se entre os 1.8V e os 2.5V.

Os testes seguintes já consistiram no uso do corpo humano como canal de transmissão. Mediu-se novamente o nível da RSSI mas desta vez para as distâncias entre os transceivers e o corpo humano onde não ocorreram erros na transmissão. A verificação dos erros foi efetuada de forma semelhante ao primeiro teste. Na 6.1 apresentam-se os resultados obtidos para estes testes.

Teste	Distância (h)	Nível da RSSI Real
Teste2	< 2cm	1.05V
Teste3	< 2cm	1.01V
Teste4	< 2cm	1.10V
Teste5	< 2cm	1.04V
Teste6	< 2cm	0.875V

Tabela 6.1: Resultados obtidos para o nível da RSSI nos casos em que o corpo humano é o canal de transmissão (Testes 2, 3, 4, 5 e 6).

Pela tabela 6.1 conclui-se que, quando acoplados ao corpo humano, os transceivers possuem um alcance ao corpo de cerca de 2cm e que o nível da RSSI é nitidamente menor no caso em que o canal é constituído por dois corpos. Para obter o nível real da RSSI o valor apresentado foi dividido por dois devido ao de 2 apresentado pelo amplificador.

Concluindo o sistema tem alcance suficiente para a integração do ECG capacitivo com o sistema de comunicação capacitiva, visto que consegue cobrir todo o corpo a uma distância

de 2cm deste, com resultados bastante satisfatórios.

6.2.6 Interligação dos Dois Sistemas

Até esta altura testaram-se todos os sistemas separadamente e os resultados mostraram ser promissores. A interligação dos 2 sistemas foi projetada de raiz e por isso existe um *header* em cada um dos projetos. A interligação dos projetos impõe que a alimentação do ECG seja imposta pelo *transceiver*. Como o segundo protótipo foi o que mostrou ter melhores resultados, apenas se realizou a interligação com este sistema.



Figura 6.32: Sinal ECG recebido

Para enviar o sinal, e dado que o interesse seria de enviar a informação já devidamente analisada e processada existe a necessidade de processar esta informação no *Matlab*. A implementação do algoritmo de detecção e análise das ondas QRS pode ser implementada no microcontrolador, que fica como referência para trabalho futuro.

Desta forma o sinal ECG é colocado num ADC do microcontrolador, que é enviado através da UART2 para o *Matlab*, onde é processado e analisado. Posteriormente é enviado pelo microcontrolador pela UART1 para ser modulado e dar início à modulação com o intuito de a informação ser transmitida, que neste caso é apenas o número de batimentos cardíacos. Note-se que o sinal ao ser processado pelo algoritmo introduz um atraso de 20 amostras, sendo que a frequência de amostragem é de 200Hz, existe um atraso de 1ms.

A informação é digitalizada e analisada no *Matlab* sendo posteriormente enviado o número de batimentos cardíacos. Na recepção o sinal é guardado na forma digital. A confirmação do correto envio do número de batimentos é feito com recurso à análise da forma de onda do desmodulador.

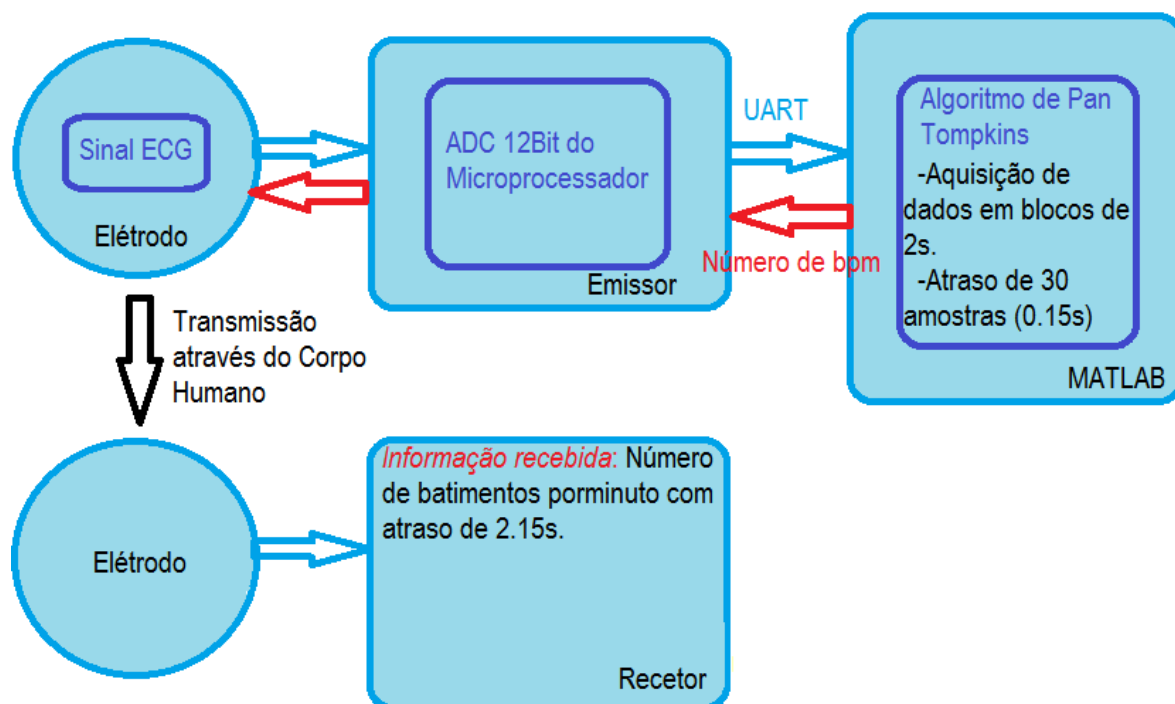


Figura 6.33: Diagrama de blocos da interligação dos sistemas

A figura 6.34 mostra o sinal recebido e já processado. O sinal foi adquirido capacitivamente com uma camisa fina durante dois segundos.

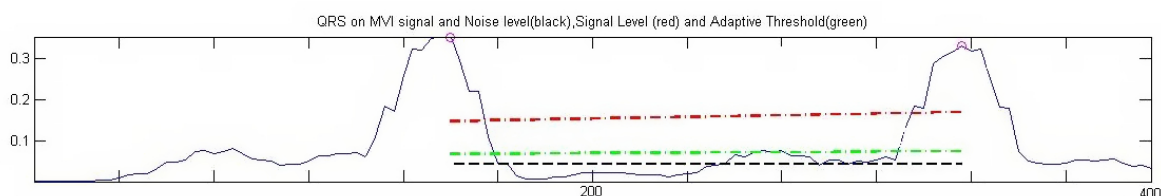


Figura 6.34: Sinal ECG recebido

O espectro do sinal permite verificar o número de batimentos cardíacos ou seja pela análise da figura 6.35 verifica-se que existe uma frequência dominante em 1.1611Hz o que leva a um total de 69.6bpm a informação a transmitir para o emissor será de 70bpm que em binário será 01000110.

6.2. RESULTADOS DO ECG CAPACITIVO

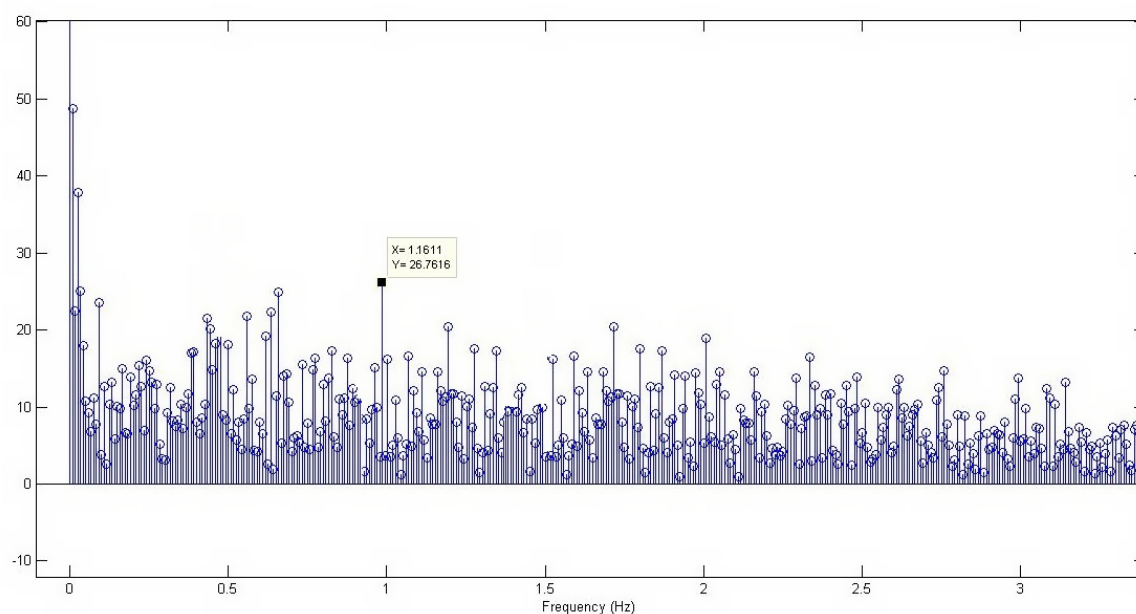
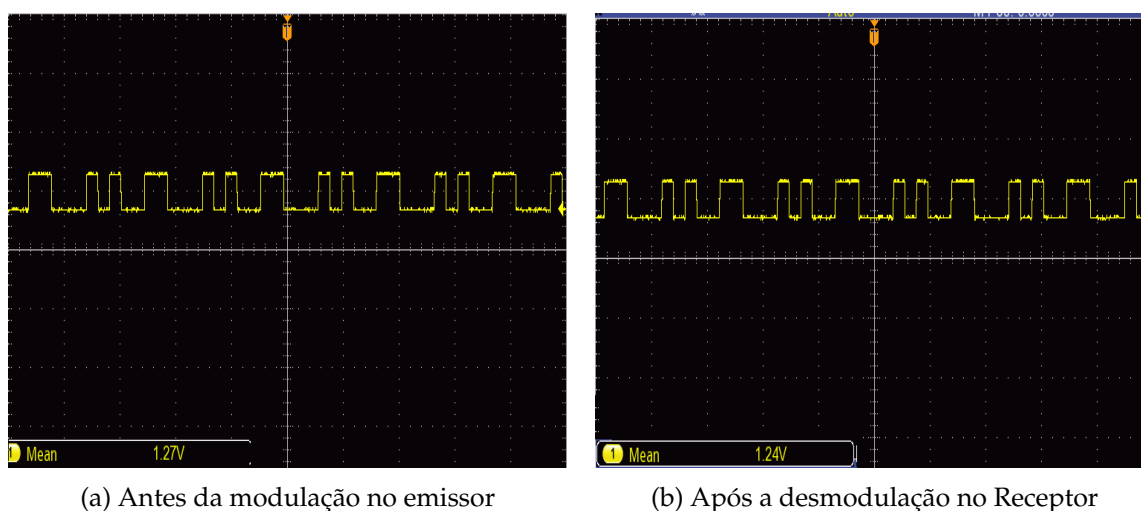


Figura 6.35

Pelas figura 6.36 verifica-se a correcta recepção do sinal binário. De notar que não foram apresentadas as duas imagens em simultaneo no osciloscópio pois a introdução das pontas de provas no emissor e no receptor faria o acoplamento através da massa do osciloscópio, levando a uma adulteração dos resultados.



(a) Antes da modulação no emissor

(b) Após a desmodulação no Receptor

Figura 6.36: Sinal desmodulado

Concluindo, verifica-se a correcta integração dos dois sistemas, visto que no receptor é desmodulado um sinal que corresponde aos 70bpm em binário. A interligação dos sistemas acaba por ser uma demonstração de conceitos, que mostra correcta interligação dos sistemas.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

Este capítulo encerra assim esta dissertação e encontra-se dividido em duas partes: Conclusões e Trabalho Futuro. Na primeira, é feito um resumo geral do trabalho, dos resultados alcançados e são identificadas algumas limitações dos sistemas desenvolvidos. Na última, são apresentadas possíveis trabalhos futuros com vista a melhorar os trabalhos desenvolvidos.

7.1 Conclusões

Ao longo do documento, foram sendo tiradas algumas considerações e conclusões. De seguida serão apresentadas as conclusões mais sobre o trabalho de uma forma mais geral.

Esta dissertação teve três objetivos, o desenvolvimento do sistema ECG capacitivo, o melhoramento do sistema de comunicação capacitiva e a interligação entre eles.

Começou-se por analisar os trabalhos que já tinham sido desenvolvidos na área do ECG com as suas vantagens e desvantagens. Simularam-se dois circuitos com o intuito de os comparar e ver qual seria o que apresentava mais potencialidades. Foram desenvolvidos os dois e testados. Verificou-se que o segundo protótipo mostrou ser mais robusto e com melhor *performance*. Em contacto os dois sistemas não apresentavam problemas, contudo com o aumento da espessura da camisola o primeiro protótipo mostrou não ser tão eficaz quanto o segundo. Em movimento ambos não tiveram uma resposta fiável apesar de o número de batimentos cardíaco ter sido corretamente identificado nos dois.

Os resultados experimentais afastaram-se um pouco dos resultados simulados. Tal facto pode ser explicado devido à alta impedância de entrada do amplificador ($1T\Omega$) que é muito sensível a ruído externos. No simulador o modelo tem as mesmas características contudo este não está exposto a tais ruídos. Acaba por ser considerado normal a *performance* dos circuitos comparados com as simulações.

Foi analisado o trabalho desenvolvido em anos anteriores, relativamente ao sistema de comunicação onde foram encontradas algumas margens para melhorar. Foi desenvolvida uma PCB com 4 camadas e com menos 1cm de cada lado, foi também substituído o microcontrolador por um de menor consumo. No geral os resultados são semelhantes ao das versões anteriores, houve um aumento do nível da RSSI que pode ser justificado pelo aumento do acoplamento entre as alimentações.

A interligação do sistema funcionou como previsto, a informação foi recebida corretamente como seria de esperar. A informação do ECG foi analisada e tratada e apenas o

número de batimentos cardíacos foi transmitido. No recetor existe a recepção da trama da UART com os respetivos *Start* e *Stop bits*.

7.2 Trabalhos Futuros

Esta dissertação foi alvo de dois projetos diferentes o ECG capacitivo e a comunicação capacitiva. O ECG capacitivo foi um sistema pioneiro, e por isso pode ser desenvolvido algum trabalho por forma a melhorar o sistema. A neutralização da capacidade de entrada para que o ganho seja constante, independentemente da distância, é um dos principais trabalhos que pode trazer benefícios ao sistema. Alguns autores mencionam essa neutralização como não sendo muito relevante, pois em cada medida seria necessário o ajuste da neutralização através de um potenciômetro e por isso impraticável, contudo poderia levar a um melhoramento da *performance*.

Para o futuro seria necessário também processar a informação em *real time* no microcontrolador. Implementar o algoritmo de *Pan Tompkins* ou outro semelhante, evitando o uso do *Matlab* e potencializando a comercialização deste sistema. A informação seria analisada no microcontrolador do emissor, e após análise o sinal poderia ser transmitido ou então até mesmo só o resultado seria transmitido, neste caso apenas o número de batimentos por minuto seriam transmitidos.

O desenvolvimento de uma *T-shirt* protótipo com o sistema embutido, para aumentar a utilidade do sistema. O ECG capacitivo pode ser integrado nas tecnologias *wearables* e esta é das grandes potencialidades do sistema. O facto de ser possível estar a registar o sinal cardíaco através de uma *t-shirt* sem ser necessário o contacto é a chave para o desenvolvimento e comercialização deste sistema.

Quanto ao sistema de comunicação capacitiva, este tem sido alvo de estudos durante os últimos anos e por isso as alterações relevantes foram sendo feitas ao longo do tempo. A redução do tamanho das placas, será sempre um trabalho para o futuro bem como a diminuição do consumo. A redução do tamanho das placas é possível e relativamente fácil, existem neste momento 23 pontos de teste nos *transceivers* que retirando poupam bastante espaço. O uso de uma PCB *multilayer* com 4 ou mesmo 8 camadas reduziria bastante o tamanho sem a degradação da *performance*, pois o plano de massa e alimentação teriam um melhor acoplamento. O uso de 8 *layers* faria com que 2 *layers* pudessem ser usadas apenas para os planos de massa e alimentação deixando o *routing* para as restantes *layers*. Quanto ao consumo, a implementação da versão *Low Power* do *Transceiver* descrita no capítulo 5 reduziria substancialmente o consumo do *transceiver*. A substituição do SA602A pelo circuito integrado MC13143 da *Freescale Semiconductor* [52] que necessita de um oscilador externo, leva a uma poupança energética de 0.4mA. A troca de o microprocessador por um ainda mais *low power* que possa vir a aparecer no mercado. O SA636 tem a possibilidade de ser alimentado a 3V e por isso o charge pump utilizado para ter no circuito 5V pode ser removido poupando assim algum consumo energético e espaço.

Bibliografia

- [1] E. C. Pinheiro *"Monitorizar e Transmitir Imperceptivelmente Grandezas Biológicas Usando Quatro Bandas Espectrais,,* 2012
- [2] Cajavilca Christian; Joseph Varon. Resuscitation great. Willem Einthoven: *The development of the human electrocardiograma.,* 2008
- [3] T. Matsuo, K. Inuma, and M. Esashi, *A barium-titanate-ceramics capacitive-type EEG electrode*, IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. BME-20, no. 4, pp. 299-300, Jul. 1973.
- [4] Bioelectromagnetism, *ANATOMY AND PHYSIOLOGY OF THE HEART* [Online], <http://www.bem.fi/book/06/06.htm>
- [5] ECG learning Center, *The Standard 12 Lead ECG* [Online], <http://ecg.utah.edu/lesson/1>
- [6] Nobel Prize, *The electrocardiogram - looking at the heart of electricity* [Online], <http://www.nobelprize.org/educational/medicine/ecg/ecg-readmore.html>
- [7] Midray, *Digital electrocardiograph (wireless, computer-based), NETGUARD* [Online], <http://www.medicalexp.com/prod/mindray/digital-electrocardiographs-wireless-computer-based-70856-439812.html>
- [8] V-Patch, *Next-generation Wireless ECG Telemetry* [Online], <http://vpatchmedical.com/>
- [9] IMEC news *Imec unveils innovative technology for an ECG patch, combining an ultralow-power ECG SoC with Bluetooth Low Energy* [Online], http://www2.imec.be/be_en/press/imec-news/ecgpatch.html
- [10] VitalJacket, *VitalJacket Biodevice* [Online], http://www.vitaljacket.com/?page_id=171
- [11] A. Lopez and P. C. Richardson, *Capacitive electrocardiographic and bioelectric electrodes*. IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. BME-16, no. 1, pp. 99-99, Jan. 1969.
- [12] A. Schommartz, B. Eilebrecht, T. Wartzek, M. Walter, S. Leonhardt, *Advances in Modern Capacitive ECG Systems for Continuous Cardiovascular Monitoring*, 2011
- [13] Tomas Komensky, Michal Jurcisin, Kornel Ruman, Ondrej Kovac, Daniel Laqua, Peter Husar, *Ultra-Wearable Capacitive Coupled and Common Electrode-Free ECG Monitoring System*, 2012
- [14] Yu M. Chi and Gert Cauwenberghs, *Wireless Non-contact EEG/ECG Electrodes for Body Sensor Networks*, 2012

- [15] T. Maruyama, M. Makikawa, N. Shiozawa, Y. Fujiwara *ECG Measurement Using Capacitive Coupling Electrodes for Man-Machine Emotional Communication*, 2012
- [16] A. Schommartz, B. Eilebrecht, T. Wartzek, M. Walter, S. Leonhardt *Advances in Modern Capacitive ECG Systems for Continuous Cardiovascular Monitoring*, 2011
- [17] Tobias Wartzek, Hannes Weber, Marian Walter, Benjamin Eilebrecht, Steffen Leonhardt *Automatic Electrode Selection in Unobtrusive Capacitive ECG Measurements*, 2012
- [18] Chr. Zywiets. *A brief history of electrocardiography - progress through technology*. Technical report, Biosigna Institute for Biosignal Processing and Systems Research, Hannover, Germany, 2003
- [19] Anna Gruetzmann, Stefan Hansen and Jorg Muller. *Novel dry electrodes for ECG monitoring*, 2007
- [20] Tobias Wartzek, Hannes Weber, Marian Walter, Benjamin Eilebrecht, Steffen Leonhardt *Automatic Electrode Selection in Unobtrusive Capacitive ECG Measurement*, 2012
- [21] P. C. Richardson. *The insulated electrode*. In Proc. Ann. Conf. Engineering in Medicine and Biology, 1967.
- [22] FOX III, S.M.; NAUGHTON, J.P.; HASKELL, W.L. *Physical activity and the prevention of coronary heart disease*, 1971
- [23] Yu Mike Chi, Tzyy-Ping IEEE, and Gert Cauwenberghs, *Dry-Contact and Noncontact Biopotential Electrodes: Methodological Review*, 2010
- [24] Pablo S. Luna-Lozano, Ramon Pallas-Areny, *Microphonics in Biopotential Measurements with Capacitive Electrodes*, 2010
- [25] Clipper Controls Inc. (2005), *Dielectric constants guide*. [Online], http://clippercontrols.com/info/dielectric_constants.html#A
- [26] Yu M. Chi and Gert Cauwenberghs, *Micropower Non-contact EEG Electrode with Active Common-Mode Noise Suppression and Input Capacitance Cancellation*, 2010
- [27] R.J. Prance, T.D. Clark, H. Prance, and A. Clippingdale, *Non-contact VLSI imaging using a scanning electric potential microscope*. Measurement Science and Technology, 8:1229-1235, August 1998.
- [28] C.J. Harland, T.D. Clark, and R.J. Prance, *Electric potential probes - new directions in the remote sensing of the human body*. Measurement Science and Technology, 2:163-169, February 2002.
- [29] K. Hachisuka, a. Nakata, T. Takeda, Y. Terauchi, K. Shiba, K. Sasaki, H. Hosaka, and K. Itao, *Development and performance analysis of an intra-body communication device*, "TRANSDUCERS '03. 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems. Digest of Technical Papers (Cat. No.03TH8664), vol. 2, pp. 1722,1725, 2003.
- [30] N. Erasala, D. C. Yen *Bluetooth technology: a strategic analysis of its role in global 3G wireless communication era*, 2002

- [31] C.M.Ramya *Study on Zigbee Technology*, Electronics Computer Technology (ICECT), 2011 3rd International Conference on, vol. 6.
- [32] M.Bailey *General Layout Guidelines for RF and Mixed-Signal PCBs*, Electronics Computer Technology (ICECT), 2011.
- [33] R. Elrafih *Basic Concepts of Designing an RF PCB Board*, 2012 [Online] http://www.eeweb.com/blog/circuit_projects/basic-concepts-of-designing-an-rf-pcb-board
- [34] MathWorks MATLAB, 2014 [Online] <http://www.mathworks.com/products/matlab/>
- [35] H. A. L. Barreira, "*Comunicação através do corpo humano: Desenvolvimento de um transceiver*", Master's thesis, Universidade de Aveiro, 2009.
- [36] J. E. R. Assunção, "*Comunicação através do corpo humano: Simulação de um transceiver*", Master's thesis, Universidade de Aveiro, 2010.
- [37] H. F. Castanheira, "*Transceiver para comunicação acoplada ao corpo humano*", Master's thesis, Universidade de Aveiro, 2012.
- [38] J. M. L. Lima "*Comunicação acoplada ao corpo humano: Transceiver e Protocolo de rede*", Master's thesis, Universidade de Aveiro, 2013.
- [39] J. Twist, "*When technology gets personal*", BBC News on Science and Technology 2004/12/06
- [40] T. Falck, H. Baldus, J. Espina, and K. Klabunde, *Plug 'n Play Simplicity for Wireless Medical Body Sensors*, "2006 Pervasive Health Conference and Workshops, pp. 1-5, Nov. 2006.
- [41] Al-Saud, "*Wireless Body Area Sensor Networks Signal Processing and Communication Framework: Survey on Sensing, Communication Technologies, Delivery and Feedback*" *Journal of Computer Science*, vol. 8, no. 1, pp. 121-132, 2012.
- [42] M. Hanson, H. Powell, and A. Barth, *Body area sensor networks: Challenges and opportunities* "Computer, vol. i, 2009.
- [43] P. Semiconductors, "*Datasheet - SA604A, High performance low power FM IF system*," 1997.
- [44] E. Karulf, *Body Area Networks (BAN)*, "pp. 1-10, 2008. [Online], <http://www.cs.wustl.edu/~jain/cse574-08/ftp/ban.pdf>
- [45] E. Karulf, *Body Area Networks (BAN)*, "pp. 1-10, 2008. [Online], <http://www.cs.wustl.edu/~jain/cse574-08/ftp/ban.pdf>
- [46] PTB *Diagnostic ECG DATABASE*, "[Online], <http://physionet.org/physiobank/database/ptbdb/>
- [47] *TINA Simulator*, "[Online], <http://www.tina.com/>
- [48] P. C. Crane "*Radio-Frequency Interface (RFI) From Extra-High-Voltage (EHV)*", 2010.
- [49] ANACON "*Quadro Nacional de Atribuição de Frequências*)", 2013.

BIBLIOGRAFIA

- [50] A. Rich *"Shielding and Guarding- How to Exclude Interference- Type Noise")"*, Analog Dialogue (Vol.16, No. 3, pp 16-19, 2009
- [51] V. X. Afonso *"ECG QRS Detection"*, 2010
- [52] Freescale *"MC13143 Technical Datasheet"*, 2009

Apêndice A

Circuitos Simulados

A.1 Primeiro Circuito

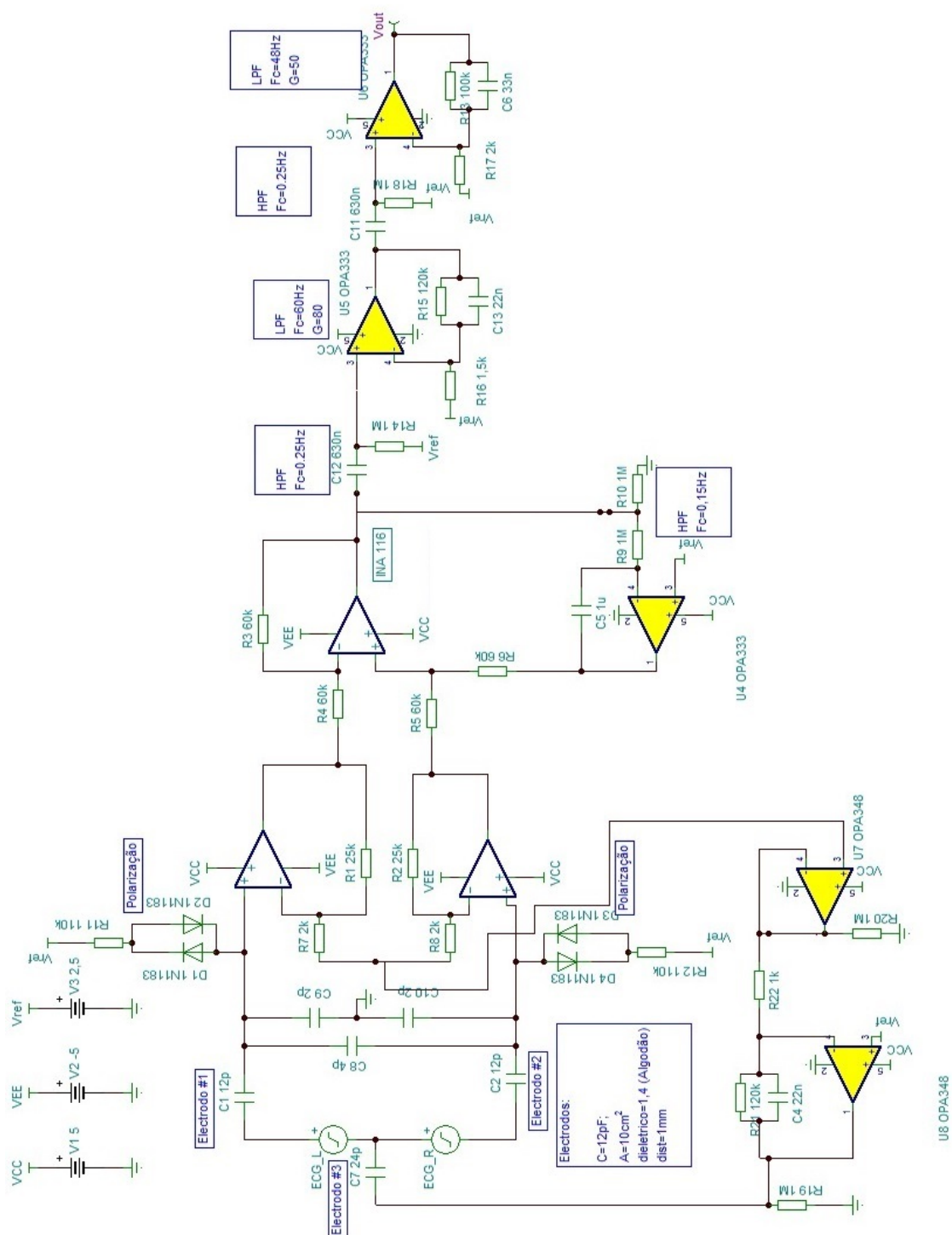


Figura A.1: Esquemático do circuito da Primeira Simulação

A.2 Segundo Circuito

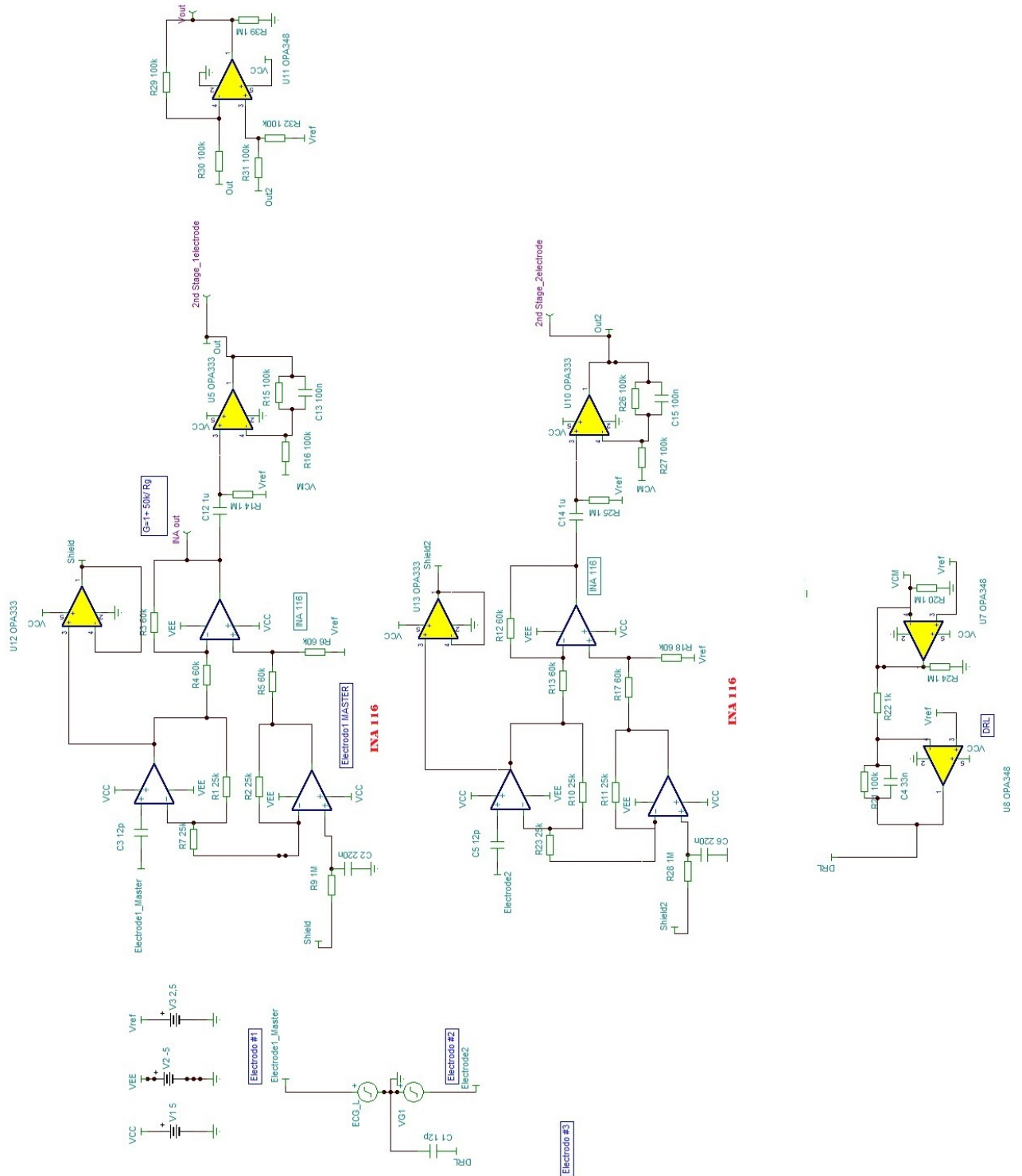
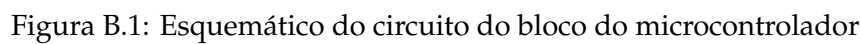


Figura A.2: Esquemático do circuito da segunda Simulação

Apêndice B

Esquemático dos *transceivers*



B.2 Amplificador do sinal desmodulado

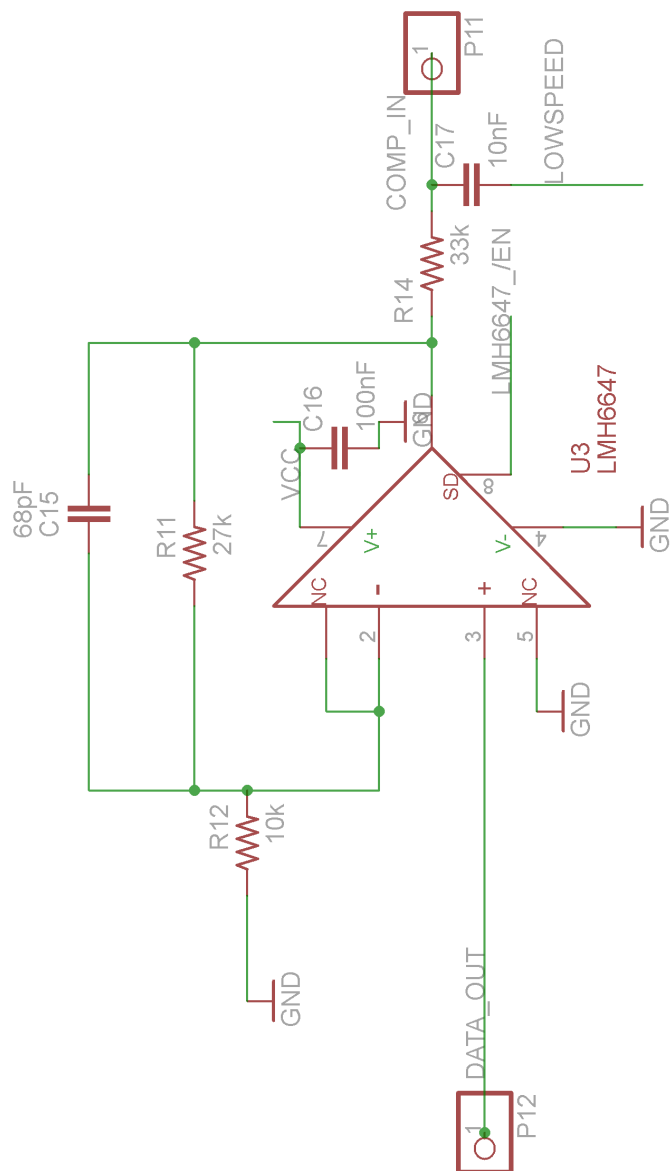


Figura B.2: Esquemático do circuito do amplificador do sinal desmodulado

B.3 Andar de entrada

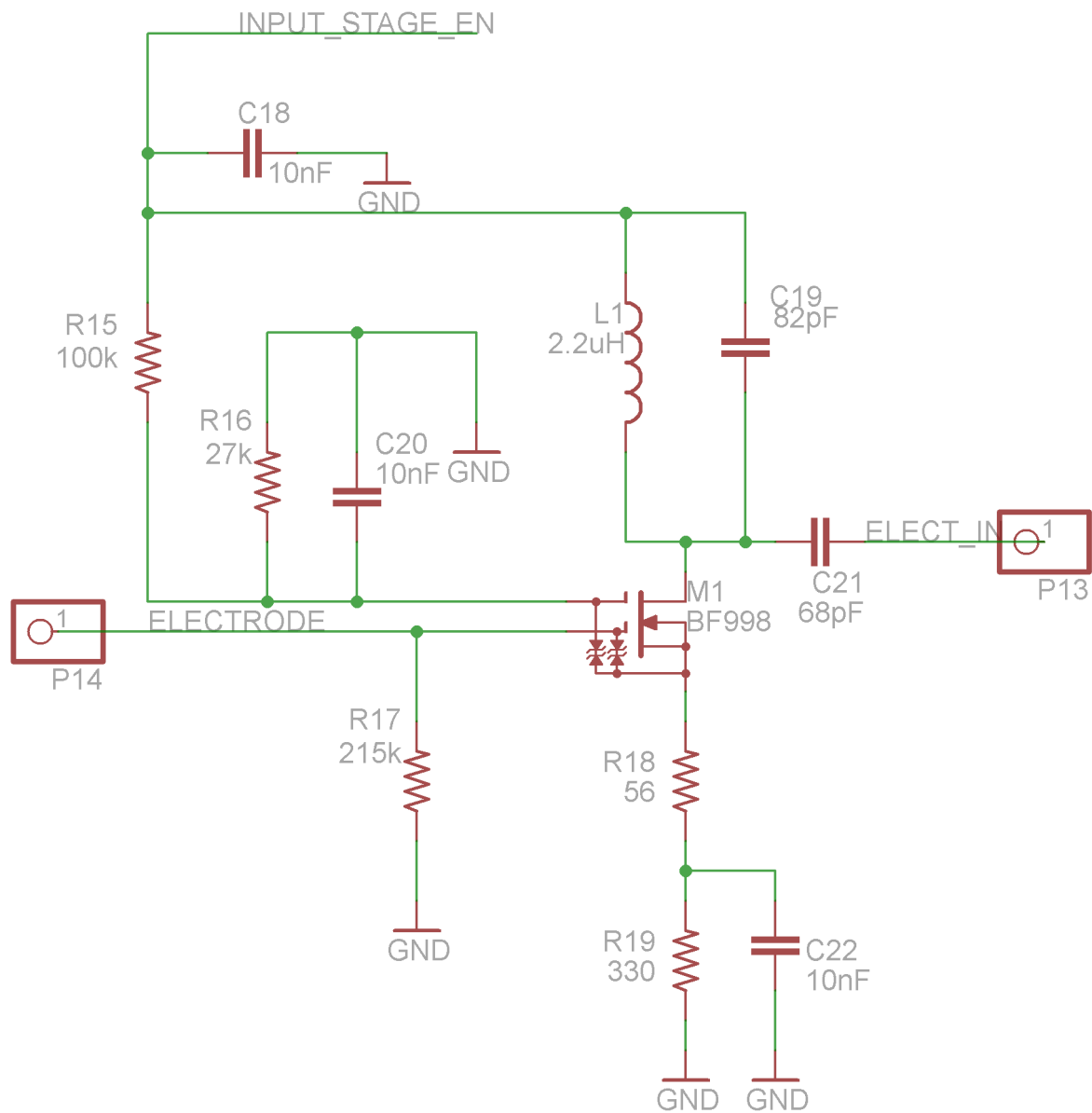
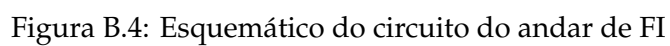


Figura B.3: Esquemático do circuito do andar de entrada



B.7 IF up-conversion mixer

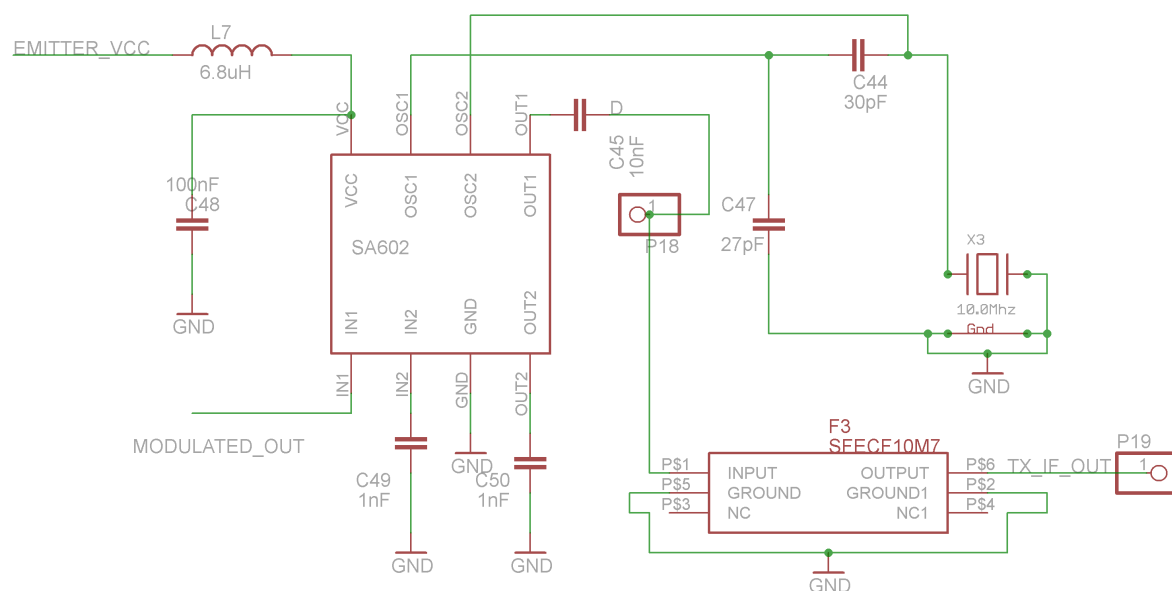


Figura B.7: Esquemático do circuito do andar de saída IF up-conversion mixer

B.8 RF up-conversion mixer

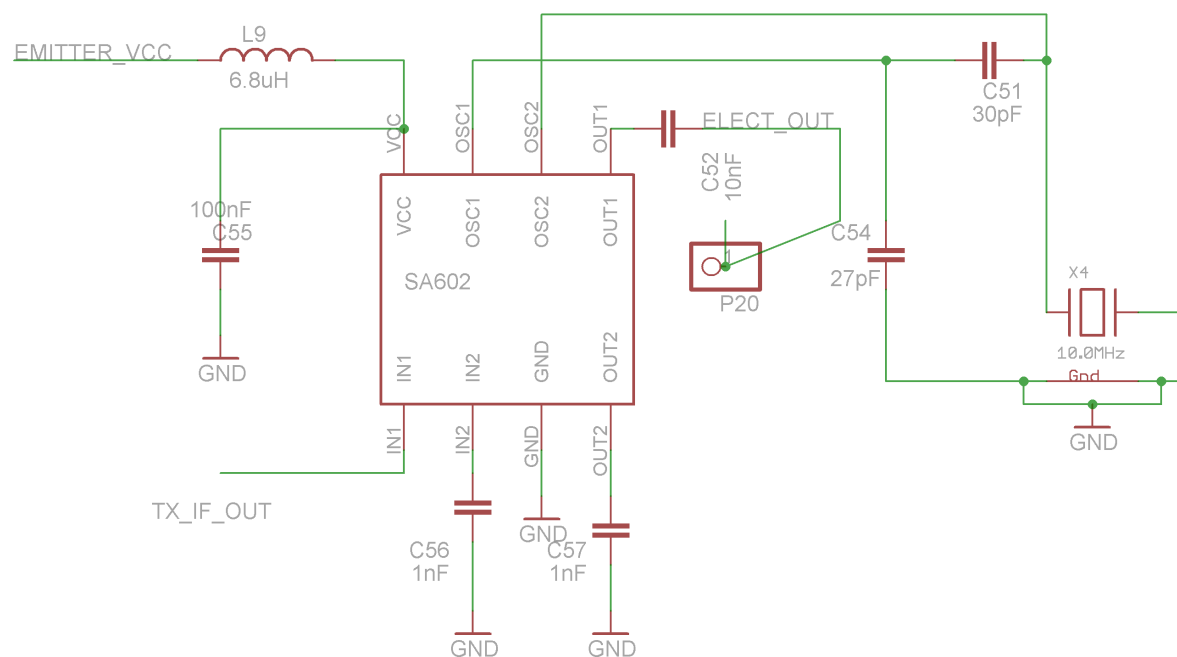


Figura B.8: Esquemático do circuito de RF up-conversion mixer

B.9 Micro-USB e Gestão de Carga

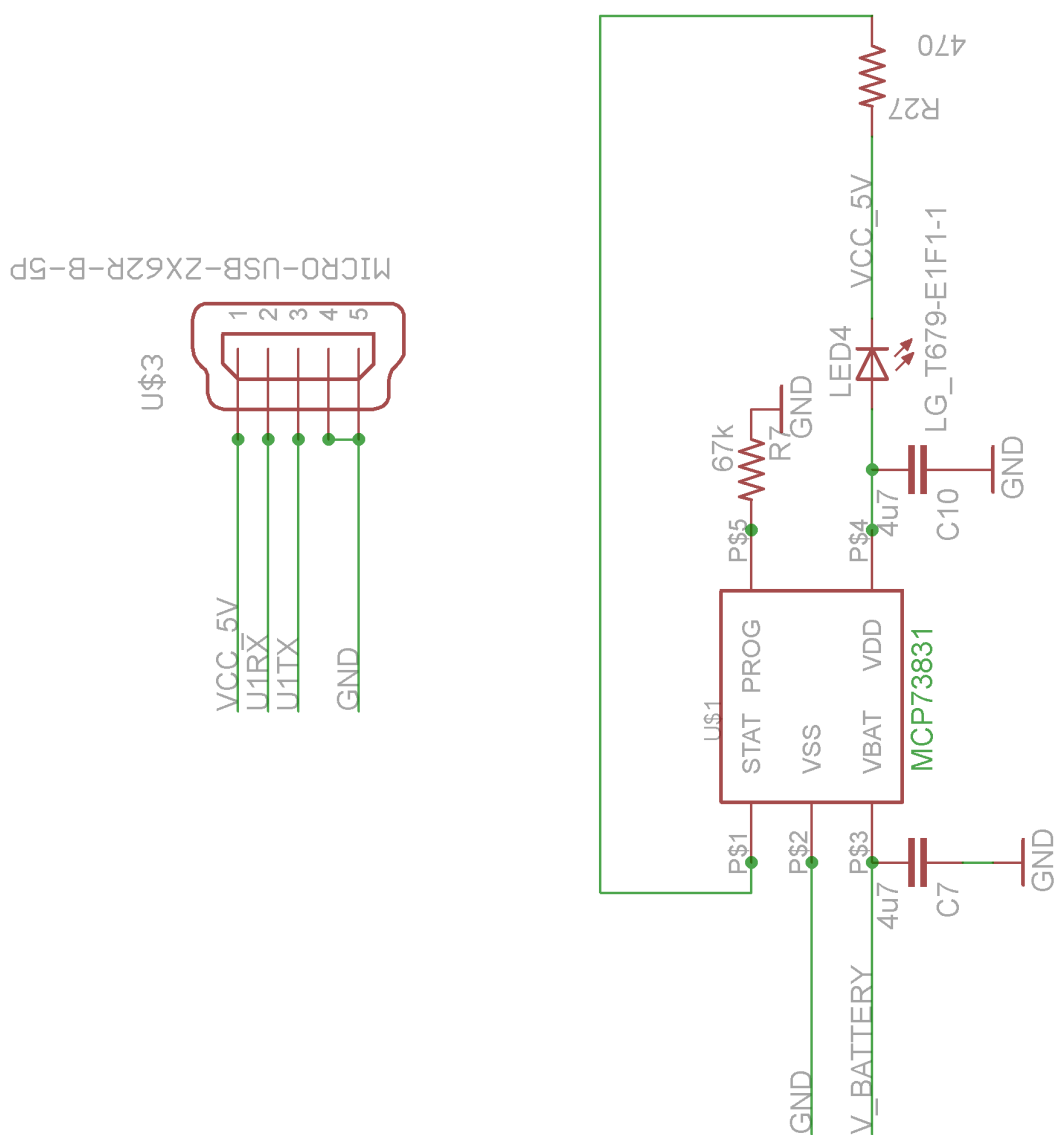


Figura B.9: Esquemático do circuito do Micro-USB e Gestão de Carga

B.10 *Layout PCB*

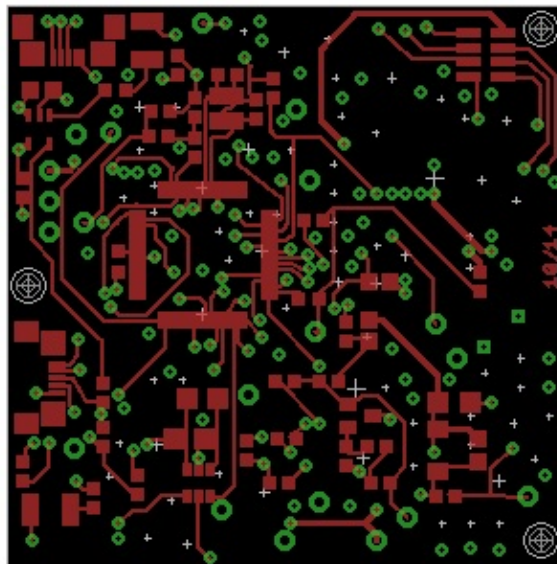


Figura B.10: Layout da PCB da Camada Top

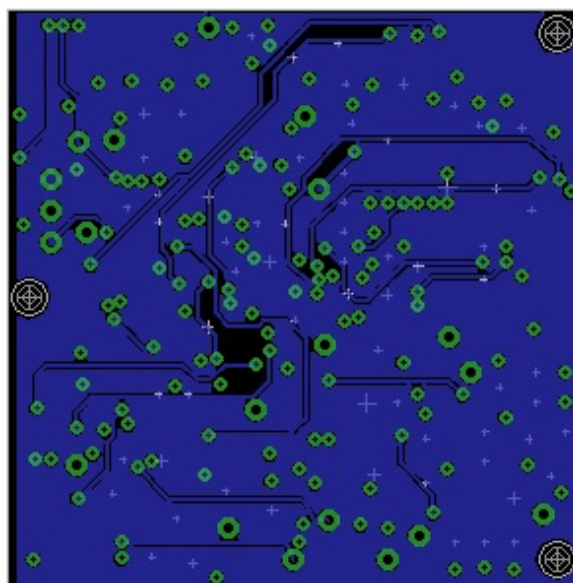


Figura B.11: Layout da PCB da Segunda Camada

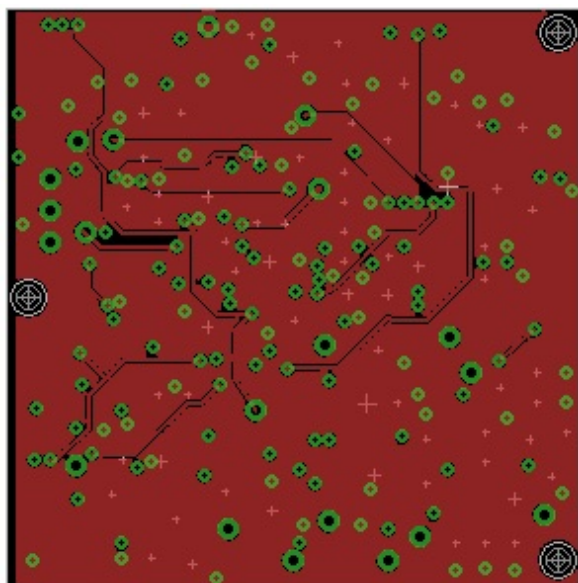


Figura B.12: Layout da PCB da Terceira Camada

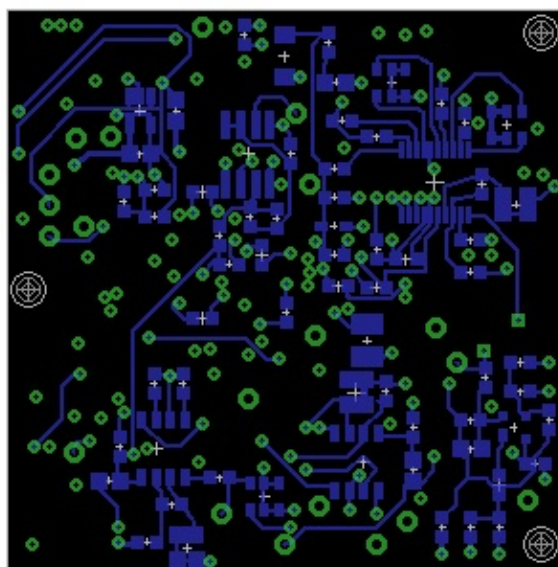


Figura B.13: Layout da PCB da Camada *Bottom*

Apêndice C

Esquemático Eléctrico do Primeiro Protótipo

C.1 Primeiro Protótipo

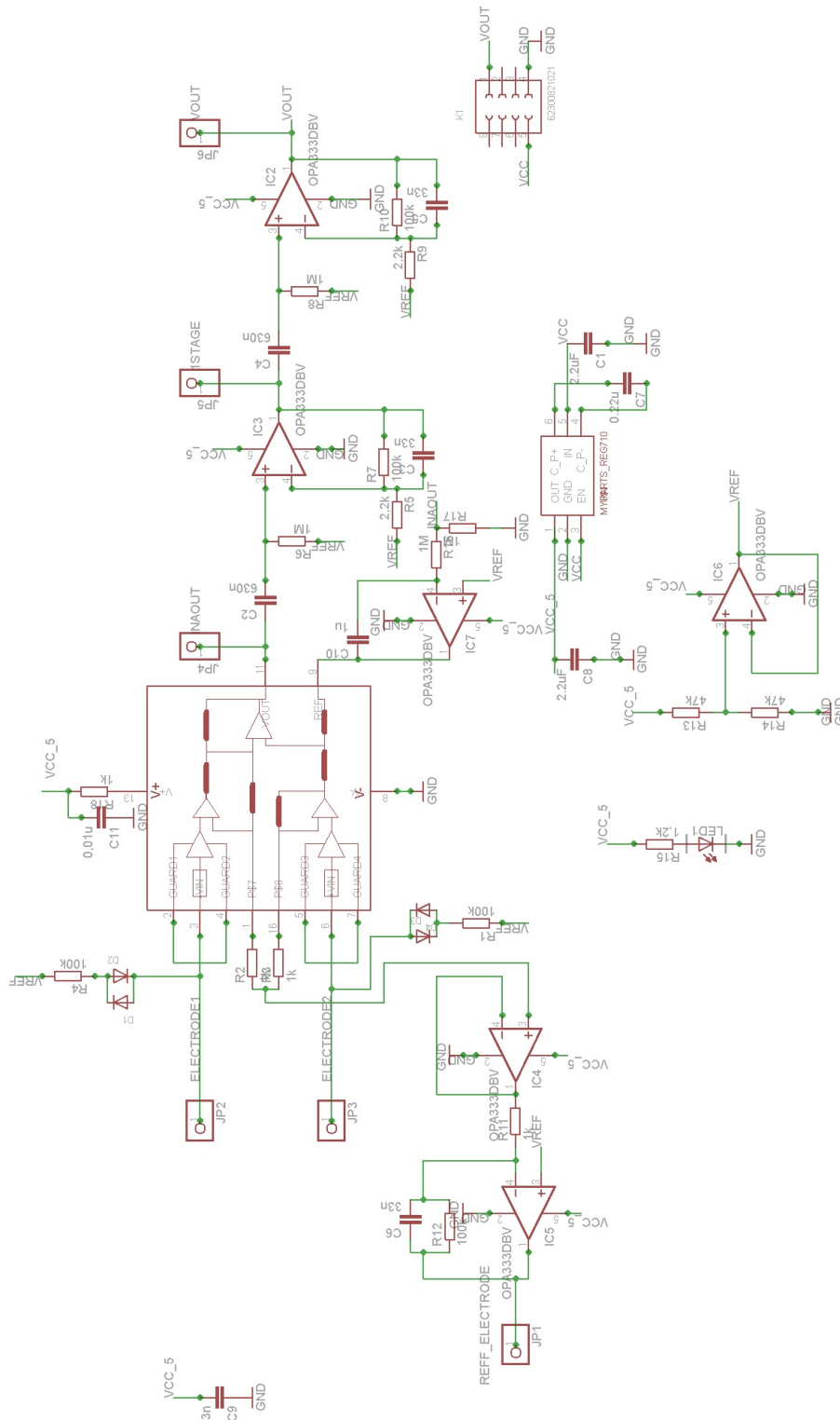


Figura C.1: Esquemático do primeiro protótipo

C.2 Layout da PCB do Primeiro Protótipo

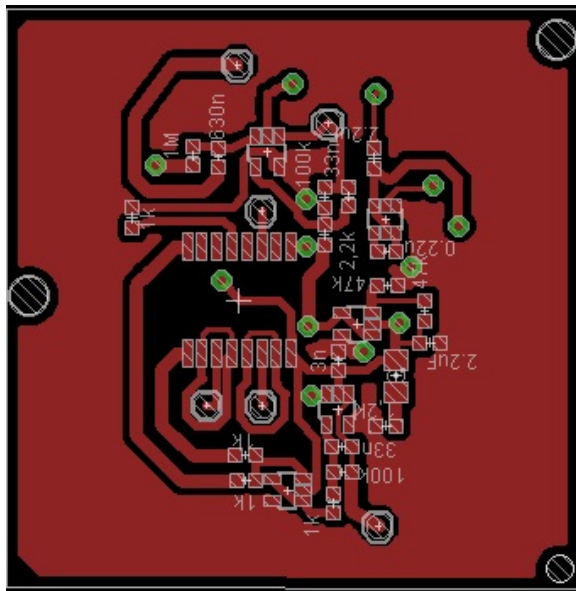


Figura C.2: Layout da PCB da Camada *Top*

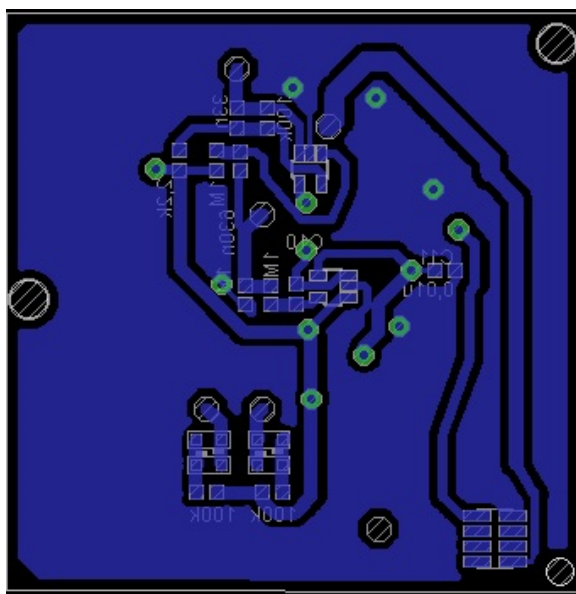
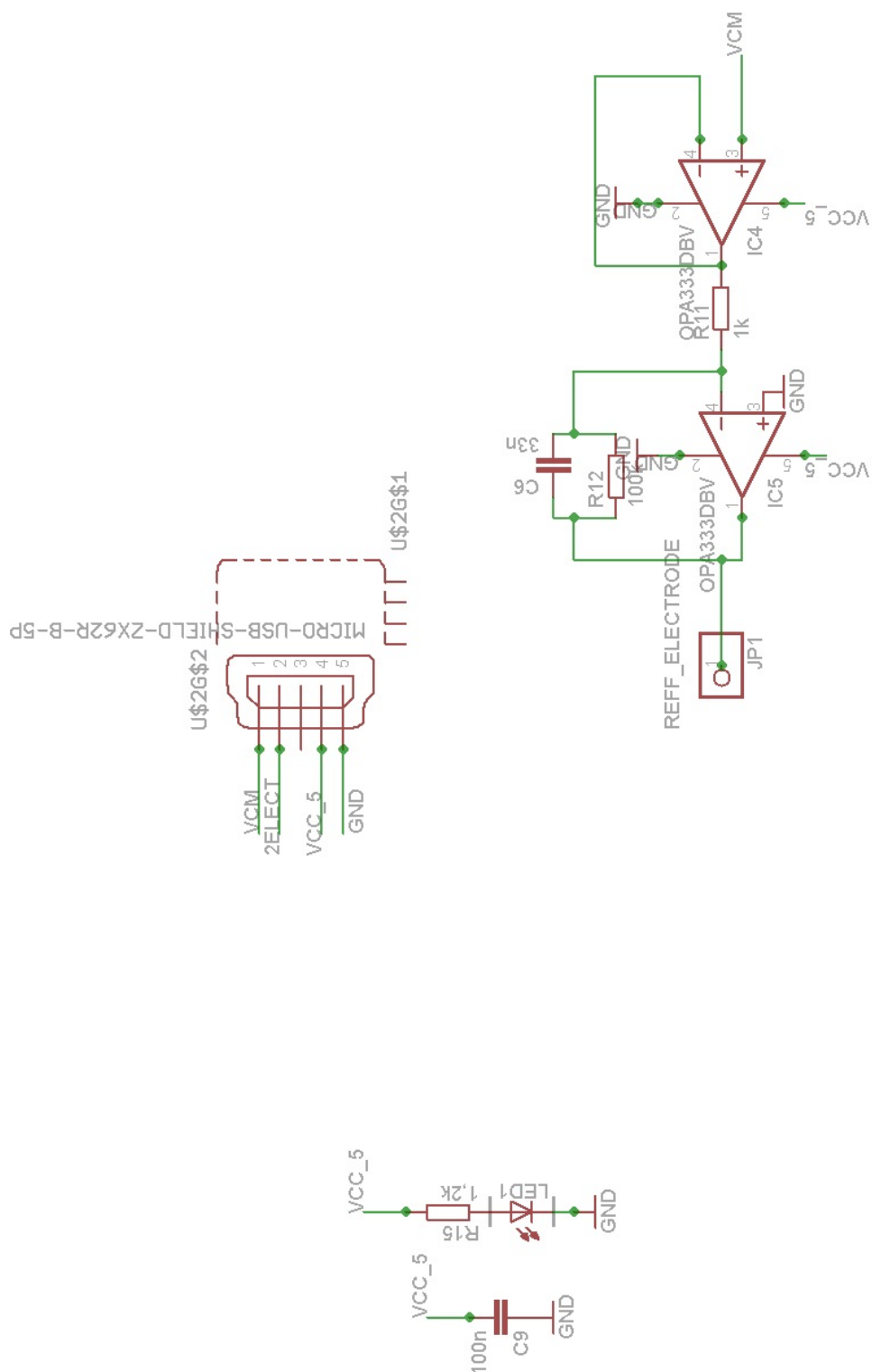


Figura C.3: Layout da PCB da Camada *Bottom*

Apêndice D

Esquemático Eléctrico do Segundo Protótipo

D.1 Esquemático do circuito *DRL*Figura D.1: Esquemático do Circuito *DRL*

D.2 Esquemático do circuito *Electrode Master*

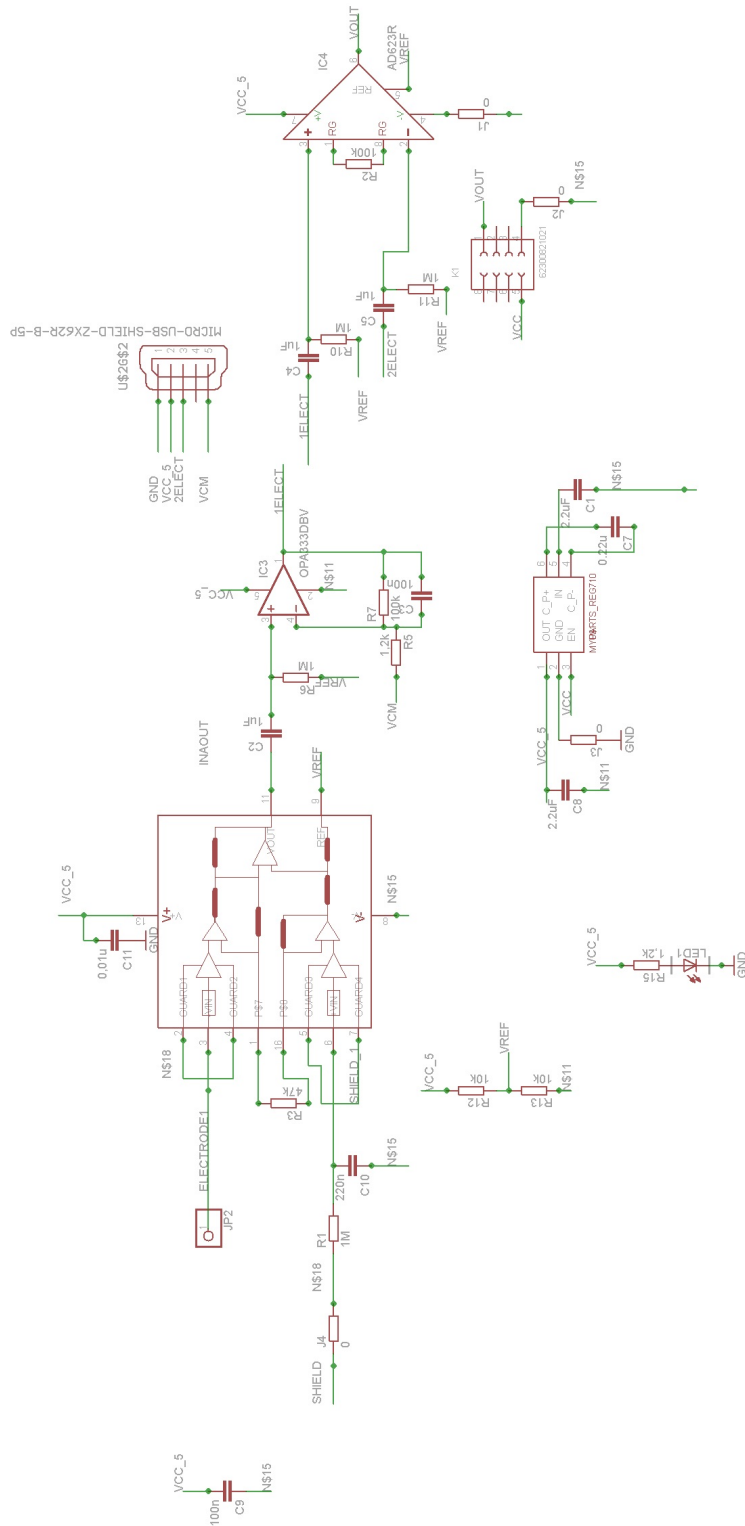


Figura D.2: Esquemático do Circuito *DRL*

D.4 Layout das PCBs do Segundo Protótipo

D.4.1 Layout do *Electrode Master*

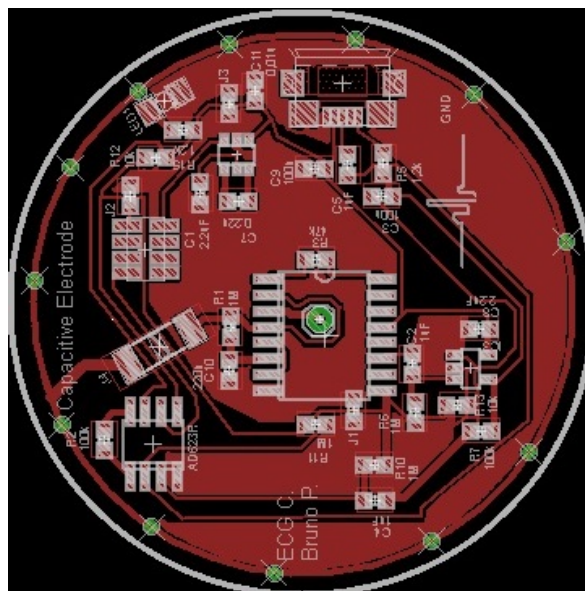


Figura D.4: Layout da PCB da Camada *Top*

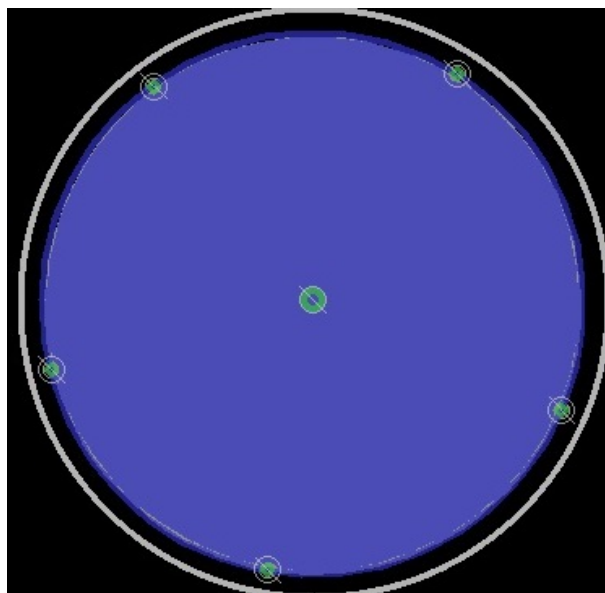


Figura D.5: Layout da PCB da Camada *Bottom*

D.4.2 Layout do *Electrode 2*

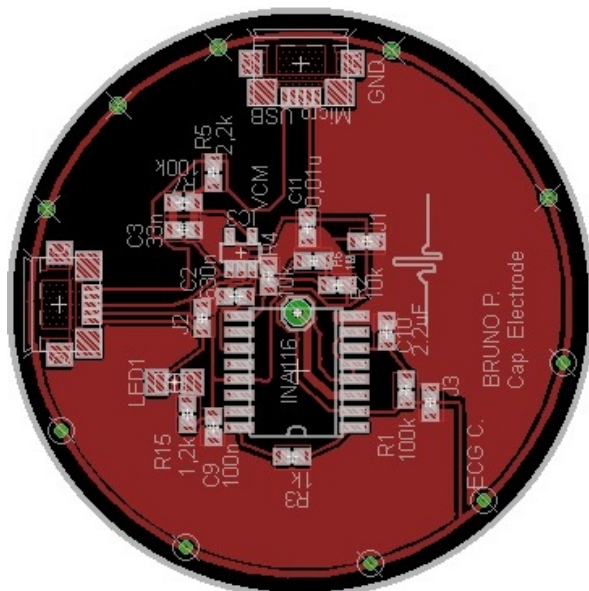


Figura D.6: Layout da PCB da Camada *Top*

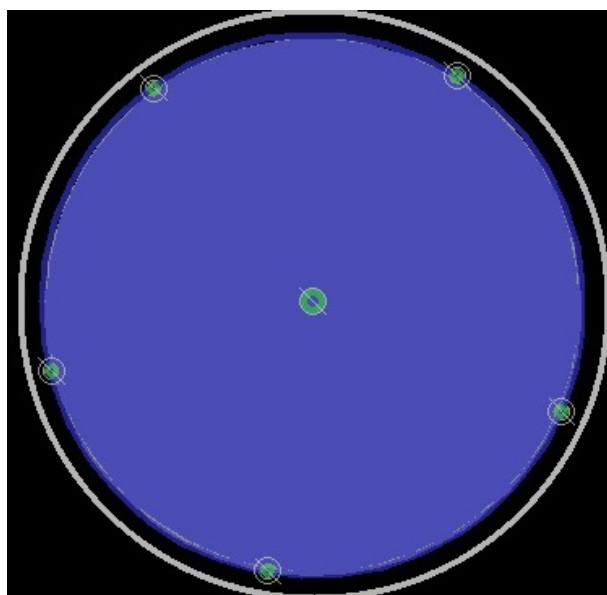


Figura D.7: Layout da PCB da Camada *Bottom*

Apêndice E

Shielding e Guarding

E.1 Shielding e Guarding

O *Shielding* tem dois objectivos. Primeiro, a proteção do circuito com *shielding* é usado para confinar o ruído para uma determinada parte do circuito, prevenindo o aparecimento de ruído noutras partes do circuito mais sensíveis.

Segundo, caso exista ruído no sistema, o *shield* pode ser colocado por forma a evitar que o ruído se aproxime das partes mais críticas do circuito. A forma como os *shields* estão ligados é bastante importante.

E.1.1 Ruído obtido por acoplamento capacitivo

Caso o ruído resulte de um campo Elétrico, Q2 resulta de um potencial externo V_1 e não pode existir no interior de uma superfície condutora fechada.

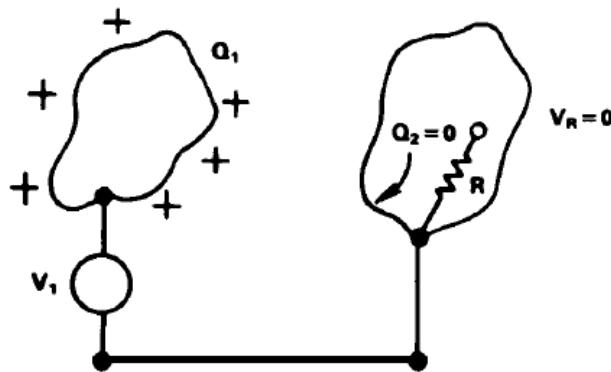


Figura E.1: Composição do ECG com as contribuições dos potenciais de ação [50]

O acoplamento capacitivo pode ser modelado pelo seguinte circuito:

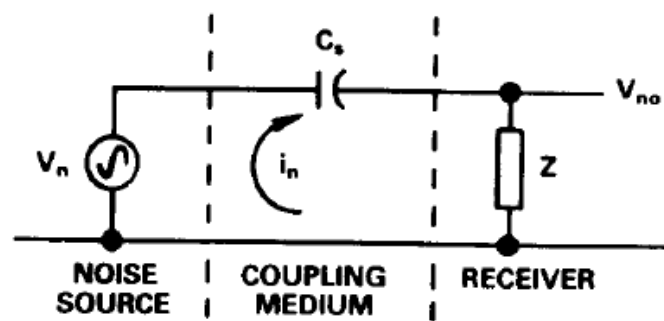


Figura E.2: Exemplo ilustrativo do acoplamento capacitivo [50]

Onde V_n é a fonte de ruído, C_s é a capacidade de acoplamento e Z é a impedância do receptor.

O ruído de corrente pode ser visto como $i_n = \frac{V_n}{Z + Z_{cs}}$ que vai produzir um ruído de tensão de $V_{no} = \frac{V_n}{(1 + \frac{Z_{cs}}{Z})}$. Por exemplo, considerando uma capacidade de acoplamento $C_s = 2.5pF$,

$Z = 10K\Omega$ e um $V_n = 100mV$ a $1,3MHz$ $V_{no} = 20mV$. É importante reconhecer a importância que pequenas quantidades de ruído têm em sistemas que são desenvolvidos para funcionar com altas impedâncias, grandes velocidades e elevada precisão onde os níveis de ruído necessariamente têm que ser baixos. Como é o caso do ECG capacitivo, desvios no sinal obtido podem levar a uma má interpretação dos resultados levando consequentemente a um mau diagnóstico médico. Adicionando o *Shield*, ao modelo apresentado anteriormente, assumindo que a impedância do *Shield* é nula, verifica-se que o ruído de corrente no loop $A - B - D - A$ será dada por $\frac{V_n}{Z_{Cs1}}$. Por outro lado no loop $D - B - C - D$ o ruído será nulo visto não existir fonte de ruído neste loop. Ou seja o circuito foi isolado da fonte de ruído V_n .

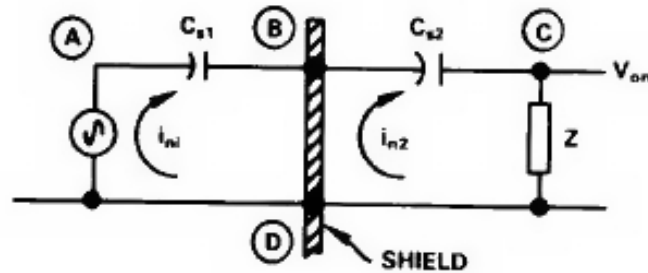


Figura E.3: Circuito ilustrativo da aplicação do *Shield* [50]

Aplicação do *Shield*

Mostrou-se anteriormente a necessidade da existência do *shield* no sistema, contudo a forma como é ligado pode condicionar o correcto funcionamento deste. O *shield* para ser eficaz tem que ser conectado a um ponto de referência do circuito. Caso o sinal esteja referenciado à terra ou à massa o *shield* terá que ser referenciado também à terra ou à massa como ilustra a figura.

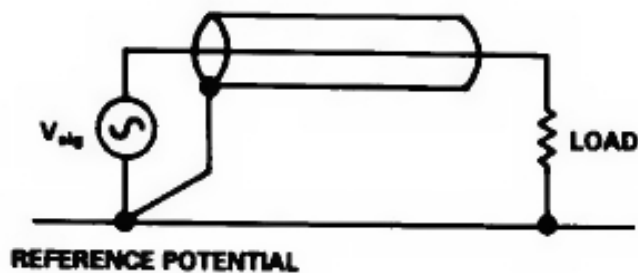
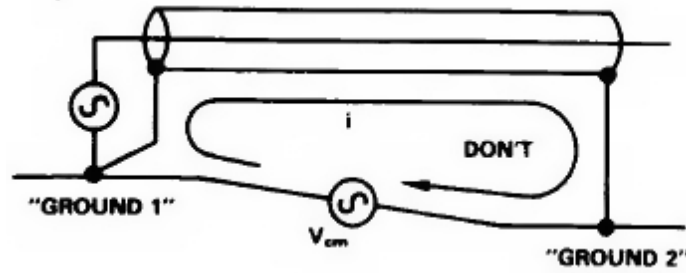


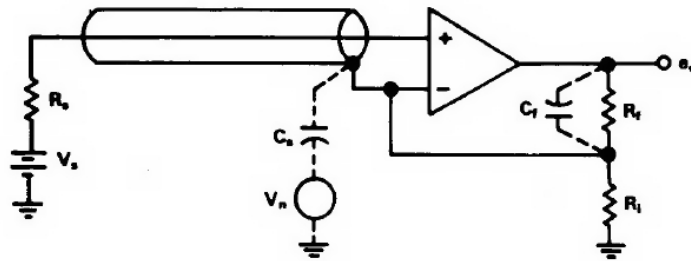
Figura E.4: Exemplo ilustrativo da aplicação do *Shield*[50]

Note-se que caso sejam referenciados os dois terminais do *shield*, a diferença de potencial entre os dois *grounds* vai gerar uma tensão parasita por indução magnética.

Figura E.5: Exemplo ilustrativo de uma má aplicação do *shield*[50]

E.1.2 Guarding

Guarding é semelhante ao *shielding* e implica a utilização de um *shield* de muito baixa impedância ligado a um potencial igual à tensão de modo comum do sinal no *shield*. O objectivo desta técnica é minimizar as correntes de fuga e proteger o circuito de ruído acoplado capacitivamente.

Figura E.6: Exemplo ilustrativo da aplicação de *guarding*

Neste exemplo o *shield* está ligado à entrada inversora do *opamp*, a tensão na entrada não inversora deverá ser a mesma. Visto que não existe diferença de tensão no cabo, não existe corrente através deste e por isso a sua resistência é desprezável. V_1 é igual a V_{-} o que leva a que a corrente de polarização seja desprezável.

Assim:

$$e_0 \approx -R_f C_s \frac{dV_n}{dt} \quad (\text{E.1})$$

Por uma questão de estabilidade, deve ser ligada uma capacidade entre a entrada não inversora e a saída de forma a que:

$$C_f R_f = C_s R_i \quad (\text{E.2})$$

Onde C_s é a soma das capacidades parasitas entre o *shield*, a massa e a capacidade de entrada.

Ou seja o ruído será diferenciado, enfatizando os componentes de alta frequência. Este acontecimento pode ser evitado, introduzindo um *buffer* de resposta rápida e baixa impedância de saída.

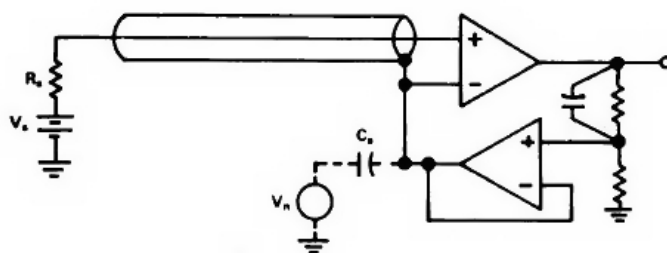


Figura E.7: Circuito exemplificativo para reduzir a ênfase das componentes de alta frequência [50]

Como foi mostrado, pequenas quantidades de ruído podem ter um efeito bastante grande no rendimento no sistema, a utilização de técnicas como *shielding* e em *guarding* pode reduzir significativamente este efeito indesejado. A forma como estes são ligados no sistema é determinante para a boa proteção do sistema [50].